

**DISEÑO DE UN CONTROLADOR RESONANTE TIPO PIR PARA
LA REDUCCIÓN DE CORRIENTES CIRCULANTES EN UN
TERMINAL HVDC-MMC**

JULIÁN CAMILO BUITRAGO HERRERA

**UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA DE PEREIRA
PROGRAMA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA
Enero, 2018**

**DISEÑO DE UN CONTROLADOR RESONANTE TIPO PIR PARA
LA REDUCCIÓN DE CORRIENTES CIRCULANTES EN UN
TERMINAL HVDC-MMC**

**JULIÁN CAMILO BUITRAGO HERRERA
CC:1057758411**

**Trabajo de grado presentado como requisito parcial para optar al título
de Ingeniero Electricista**

**Director
ANDRÉS ESCOBAR MEJÍA, Ph.D.**

**UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA DE PEREIRA
PROGRAMA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA
Enero, 2018**

Índice general

1. Introducción	1
2. Sistemas HVDC	3
2.1. Esquema de Transmisión HVDC	3
2.2. Comienzos de la Tecnología HVDC	4
2.3. Ventajas y Desventajas de los Sistemas HVDC	4
2.4. Configuraciones de un Sistema HVDC	5
2.4.1. Monopolar	5
2.4.2. Bipolar	6
2.4.3. Multiterminal	6
2.5. Tecnologías HVDC	7
2.5.1. HVDC-LCC	7
2.5.2. HVDC-VSC	8
2.5.3. HVDC-MMC	9
3. MMC: Generalidades y Principios de Operación	10
3.1. Generalidades	10
3.2. Principios de Operación	11
3.2.1. Estrategias de Modulación en un MMC	13
3.2.2. Sistema Trifásico Balanceado	15
3.2.3. Relación de Corrientes	17
3.2.4. Corriente Circulante	18
3.3. Metodologías de Control	19
3.3.1. Transformada de Park y Clark	19
3.3.2. Control PI	20
3.3.3. Control Resonante	21
3.4. Principios de Operación y Diseño de un controlador resonante	21
4. MMC: Metodologías de Control	24
4.1. Control de Potencia Activa y Reactiva	24
4.2. Diseño de Control PI	25
4.2.1. Control de Corriente Interna	25
4.2.2. Control Promedio de Tensión	27
4.2.3. Control de Tensión Individual	28
4.2.4. Señal de Referencia	28

4.2.5.	Sensorless	29
4.2.6.	PLL Tipo 1	32
4.3.	Diseño de Control Resonante	32
4.3.1.	Time Delays	33
4.3.2.	Control de Corriente Saliente	34
4.3.3.	Control de Corriente Circulante	36
4.3.4.	Señal de referencia	39
4.3.5.	Control Híbrido de Tensión	40
4.3.6.	PLL Tipo 2	43
5.	Simulación y Resultados	45
5.1.	Cambio de Referencia P^* y Q^*	45
5.2.	Contaminación armónica	51
5.3.	Fallo en Red ac	53
6.	Conclusiones	57

Índice de figuras

2.1. Esquema básico de un sistema HVDC.	3
2.2. Configuración monopolar.	6
2.3. Configuración bipolar.	6
2.4. Configuración multiterminal.	7
2.5. Rectificador de seis pulsos.	8
2.6. Rectificador de doce pulsos.	8
2.7. Submodulo.	9
2.8. Submodulo empaquetado de Alstom®.	9
3.1. Esquemático MMC monofasico.	11
3.2. Compuerta ideal.	11
3.3. Posibles flujos de corriente en un SM.	12
3.4. Tensión de salida por brazo.	12
3.5. Tensión de salida de una pierna.	13
3.6. Esquema PWM básico.	13
3.7. Señal portadora CD-PWM con método a) PD, b) POD y c) APOD.	14
3.8. Señal triangular o portadora.	14
3.9. PWM con tres portadoras.	15
3.10. Esquemático MMC trifasico.	16
3.11. Flujos de corriente en un terminal MMC, a) i_{dc} , b) i_M y c) i_{circ}	17
3.12. Señal trifásica en coordenadas dq y $\alpha\beta$	20
3.13. Esquema de control PI.	21
3.14. Esquema de control resonante.	22
3.15. Diagrama de bode de un control resonante a $60Hz$	23
4.1. Equivalente monofasico de un inversor ideal conectado a la red.	26
4.2. Control de corriente interna en un MMC.	27
4.3. Control de tensión promedio.	27
4.4. Generación de señal de referencia brazo superior.	28
4.5. Control de tensión individual en los condensadores.	29
4.6. Generación de señal de referencia brazo inferior.	29
4.7. Señal de referencia generada y PWM.	29
4.8. Técnica de control Sensorless.	31
4.9. PLL tipo 1.	33
4.10. Control de corriente saliente.	37
4.11. Diagrama de bode del componente R en el control de corriente saliente.	37

4.12. Control de corriente circulante.	37
4.13. Diagrama de bode del componente R en el control de corriente circu- lante.	39
4.14. Generación de señal de referencia ideal.	39
4.15. Control de tensión.	40
4.16. Filtros pasa-banda en esquema de control híbrido.	42
4.17. Generación de referencia utilizando control híbrido.	42
4.18. Diagrama de bode $H_2(s)$	43
4.19. Diagrama de bode $H_1(s)$	43
4.20. Modelado de red.	44
4.21. PLL tipo 2.	44
5.1. Voltaje linea-linea en el terminal con esquema de control resonante. .	46
5.2. Voltaje linea-linea en el terminal con esquema de control PI.	46
5.3. Corriente de red con esquema de control resonante.	47
5.4. Corriente de red con esquema de control PI-sensorless.	47
5.5. Tensión en los condensadores de SM1 y SM14 con control resonante. .	48
5.6. Tensión en los condensadores de SM1 y SM14 con control PI-sensorless. .	48
5.7. Medición de potencia activa y reactiva en esquema de control resonante. .	49
5.8. Medición de potencia activa y reactiva en esquema control PI.	49
5.9. Medición de corriente circulante fase A control PI.	49
5.10. Corriente circulante fase A control resonante.	50
5.11. Transitorio corriente circulante fase A control PI.	50
5.12. Medición de transitorio corriente circulante fase A control resonante. .	50
5.13. Medición de potencia ante inyección de 3 armónico en la red control resonante.	51
5.14. Medición de potencia ante inyección de 3 armónico en la red.	52
5.15. Medición de corriente ante inyección de 3 armónico en la red control resonante.	52
5.16. Medición de corriente ante inyección de 3 armónico en la red control PI.	52
5.17. Medición de tensión ante fallo en fase A control resonante.	53
5.18. Medición de corriente ante fallo en fase A.	53
5.19. Medición de tensión ante salida de fase A PI.	54
5.20. Medición de corriente ante salida de fase A PI.	54
5.21. Medición de corriente circulante fase A ante falla.	54
5.22. Medición de corriente circulante fase A ante falla.	55
5.23. Potencia activa y reactiva ante falla de fase A.	55
5.24. Potencia activa y reactiva ante falla de fase A.	56

Índice de tablas

2.1. Proyectos HVDC importantes.	5
4.1. Parámetros del sistema bajo estudio.	24
4.2. Parámetros internos del terminal.	24
4.3. Valores de las ganancias en control de voltaje.	29
4.4. Valor de las ganancias PLL.	33
4.5. Valor de las ganancias en control de potencia sensorless.	33
4.6. Ganancias en control de corriente circulante.	38
5.1. Cambios de referencia P^* y Q^*	46

Capítulo 1

Introducción

El aumento en la demanda energética ha sido impulsado por el crecimiento de la población mundial, causando el aumento en el número de plantas generadoras de energía eléctrica, tales como hidráulicas, y de combustibles fósiles. La amplia utilización de estos combustibles fósiles como materia prima en las plantas térmicas, ha contribuido a la generación de gases de efecto invernadero. Debido a las consecuencias negativas que estos tienen sobre el ambiente y las personas, se ha incentivado dentro de la investigación al desarrollo e implementación de fuentes de energía renovables. La generación global de energía eléctrica a través de fuentes renovables cuenta actualmente con una capacidad instalada de 2.786.637 MW [1], destacándose la generación eólica con 466.505 MW [1]. Las granjas eólicas se encuentran ubicadas generalmente a largas distancias de los centros de consumo en zonas costeras (*on-shore*) y mar adentro (*off-shore*). Sin embargo, las amplias distancias generan altos efectos inductivos y capacitivos en los sistemas de transmisión tradicionales HVAC, lo cual causa problemas de inestabilidad y la necesidad de instalar compensación reactiva. Una solución implementada desde mediados del siglo pasado es la utilización de terminales *High-Voltage Direct-Current* (HVDC). Desde su aparición han mostrado diversas topologías, la más madura de ellas se denomina *Line Commutated Converter* (LCC), la cual emplea tiristores como dispositivos semiconductores [2]. Posteriormente apareció el terminal *Voltage Source Converter* (VSC) basado en *Gate Turn-off Thyristors* (GTO) [3], y más tarde con *Insulated Gate Bipolar Transistor* (IGBT) que es utilizado en la topología *Modular Multilevel Converter* (MMC) [4].

La tecnología MMC muestra diversas ventajas frente a las demás tecnologías [5] como lo son su diseño modular, baja distorsión armónica total THD y menor requerimiento de filtros en la atenuación de armónicos. Las características anteriores logran una disminución en el área necesaria para su construcción, y mantenimiento en intervalos de tiempo más prolongados. Las principales desventajas presentadas son el alto costo de construcción comparado con las demás tecnologías, y por su reciente aparición el desarrollo académico y tecnológico no es comparable con la tecnología LCC. Uno de los principales retos en la topología MMC es el control de la corriente circulante que contiene el segundo armónico de la frecuencia fundamental corriente saliente, y el control de tensión en los submodulos [6]. La corriente

circulante genera efectos indeseados en el terminal como lo son la reducción de la eficiencia y disminución de la vida útil de los condensadores.

Han sido propuestos para la atenuación de la corriente circulante diferentes metodologías de control PI [6] y PIR [7], [8]. Las metodologías de control utilizadas han propuesto controladores resonantes de diversos tipos, los cuales han sido utilizados durante un largo tiempo en el control de VSC [9], [10]. Las metodologías de control propuestas en literatura han sido verificadas en modelos a escala, siempre mostrando un gran rendimiento [11],[12].

En este trabajo de grado se propone el diseño, simulación y comparación de dos esquemas de control (PI y PIR) en un terminal HVDC-MMC. Es utilizado como objeto de estudio un terminal de 14 submódulos por pierna. Además, se analiza la respuesta de ambos sistemas ante variaciones operativas (potencia, contaminación armónica y falla monofásica), y parámetros de la red ac.

Capítulo 2

Sistemas HVDC

Este capítulo muestra los sistemas HVDC, y las ventajas más relevantes frente a los sistemas de transmisión HVAC en corriente alterna. Se muestran las configuraciones habituales utilizadas en los sistemas HVDC, de una manera cronológica desde su configuración básica hasta las topologías actuales. La información presentada en este capítulo pretende brindar un conocimiento básico acerca de las tecnologías de transmisión en HVDC y los principios fundamentales del terminal MMC.

2.1. Esquema de Transmisión HVDC

En la figura 2.1 se presenta el esquema básico de un sistema HVDC. Donde un rectificador es conectado a la red ac, realizando la etapa de conversión de corriente alterna ac a corriente directa dc (ac/dc) y al final de la línea un inversor encargado de la conversión de corriente directa dc a corriente alterna ac (dc/ac). El rectificador e inversor pueden estar conformados por tiristores, transistores IGBT, etc. Ambos elementos en un instante de tiempo pueden cambiar de función rectificador/inversor, dado que el flujo de potencia es bidireccional.

En la salida se encuentran transformadores dadas las diferencias de tensión entre la salida/entrada del terminal y la red ac, además de filtros necesarios en la adecuación de la forma de onda. La cantidad de filtros es estrictamente relacionado con los dispositivos semiconductores utilizados y el esquema del terminal. Además, es necesario contar con suministro de potencia reactiva si son utilizados tiristores[2].

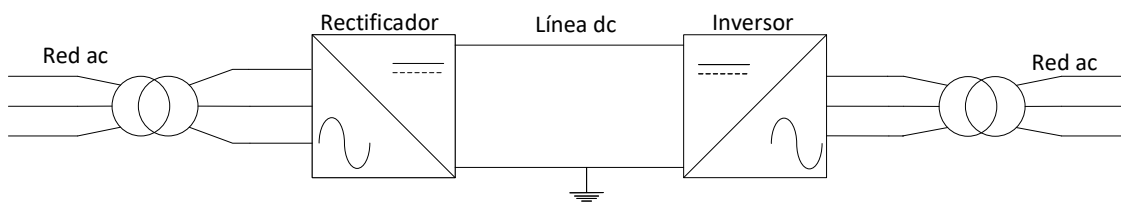


Figura 2.1: Esquema básico de un sistema HVDC.

2.2. Comienzos de la Tecnología HVDC

La transmisión HVDC fue implementada comercialmente por primera vez en 1954, mediante un único cable submarino de $97km$. Conectando la isla de Gotland y la zona continental de Suecia. Originalmente la potencia del sistema era de $20MW$, con tensión nominal de $100kV$. Desde la puesta en marcha del primer sistema HVDC, a nivel mundial más de 100 proyectos han sido instalados. Mostrando desde sus inicios una alta eficiencia en la transmisión de potencia, además de una alta reducción de pérdidas [13].

2.3. Ventajas y Desventajas de los Sistemas HVDC

Comparado con el sistema tradicional de transmisión de energía HVAC, la tecnología HVDC presenta principalmente las siguientes ventajas [14]:

- El espacio de servidumbre requerido por las líneas de transmisión en dc se reduce considerablemente [15].
- Los efectos capacitivos son mínimos y los inductivos sobre la línea no existen, por lo tanto no hay diferencia de fase entre sus extremos. Este hecho consigue que toda la potencia transmitida sea potencia activa.
- El no poseer efectos inductivos provoca que la línea no llegue a necesitar compensación reactiva.
- Mas capacidad de transmisión de potencia por conductor.
- Capacidad de transmitir alta potencia en grandes distancias.
- La ausencia de efectos inductivos absorta la línea de poseer problemas de inestabilidad.
- No posee limitante técnica en líneas subterráneas y subacuáticas.

Algunas desventajas son:

- Inherentemente genera armónicos de tensión y corriente, los cuales ingresan a la red ac requiriendo la instalación de filtros. El tamaño de los mismos depende de la tecnología utilizada por el terminal.
- Un cortocircuito en el lado de salida del inversor puede causar una falla eléctrica de todo el sistema de transmisión HVDC.
- La conexión a tierra de una línea de transmisión HVDC implica una instalación compleja y difícil.

Tabla 2.1: Proyectos HVDC importantes.

Proyecto	Potencia (MW)	Distancia (km)	Tensión (kV)
Cabora Bassa, Sur Africa, Mozambique	1930	1420	550
Inga-Shaba, Republica del Congo	560	1700	500
Nelson River, Canada	4000	940	500
Itaipu, Brazil	6300	790	600
Quebec-New England	2000	1480	450
Pacific Intertie USA	3000	1360	500
Geszuba-Shanghai	1200	1000	500
TSQ China	2000	800	500

En la tabla 2.1 se presentan algunos de los proyectos más importantes de los sistemas de transmisión HVDC.

2.4. Configuraciones de un Sistema HVDC

Diferentes configuraciones de sistemas HVDC pueden ser determinadas dependiendo de la aplicación. Los enlaces HVDC se pueden clasificar según el tipo de conexión que presentan entre el terminal inversor y rectificador de la siguiente manera:

2.4.1. Monopolar

La configuración consta de un solo conductor para realizar la transmisión de energía, realiza el retorno por medio de tierra ubicada en cada terminal. Este sistema es implementado en lugares donde es factible prescindir de uno de los dos conductores, al tiempo se logra una reducción en el coste de implementación [16]. Utilizado en sistemas Back-to-Back conectando dos sistemas cercanos, compuesto por dos terminales. La rectificación e inversión toma lugar en la misma locación. Esto logra factible la conexión entre dos redes asíncronas comúnmente conexión de sistemas entre naciones que posean diferente frecuencia de red $50/60Hz$. Este esquema es presentado en la figura 2.2.

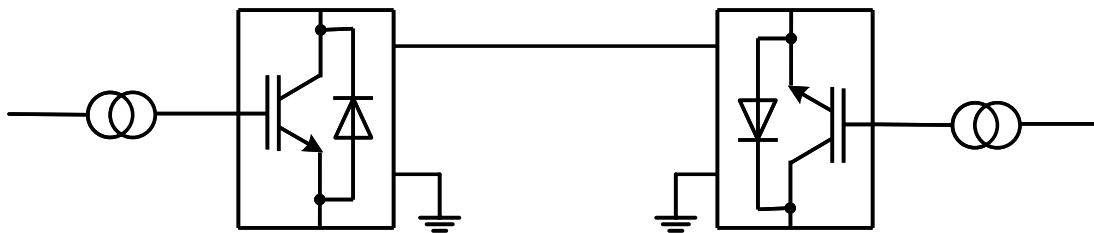


Figura 2.2: Configuración monopolar.

2.4.2. Bipolar

Utilizado en aplicaciones donde es superada la capacidad de una conexión monopolar. Compuesto por dos estructuras monopolares una tensión positiva y otro negativa posibilitando transmitir potencia por ambos conductores, como se muestra en la figura 2.3. Empleado para transmitir potencia por líneas aéreas. Además, al fallar una de las líneas o un terminal, opera transportando el 50 % de la potencia nominal, dada su redundancia se configura como monopolar. Los terminales se encuentran conectados a tierra mediante electrodos, encargados de llevar las diferencias de tensión entre ambos polos [16], funcionando similar al neutro de un sistema ac.

2.4.3. Multiterminal

La conexión de dos o más conjuntos de terminales, se denomina como esquema multiterminal, mostrado en la figura 2.4. Al cambiar las conexiones y variar el número de terminales es posible lograr diversas configuraciones [16]

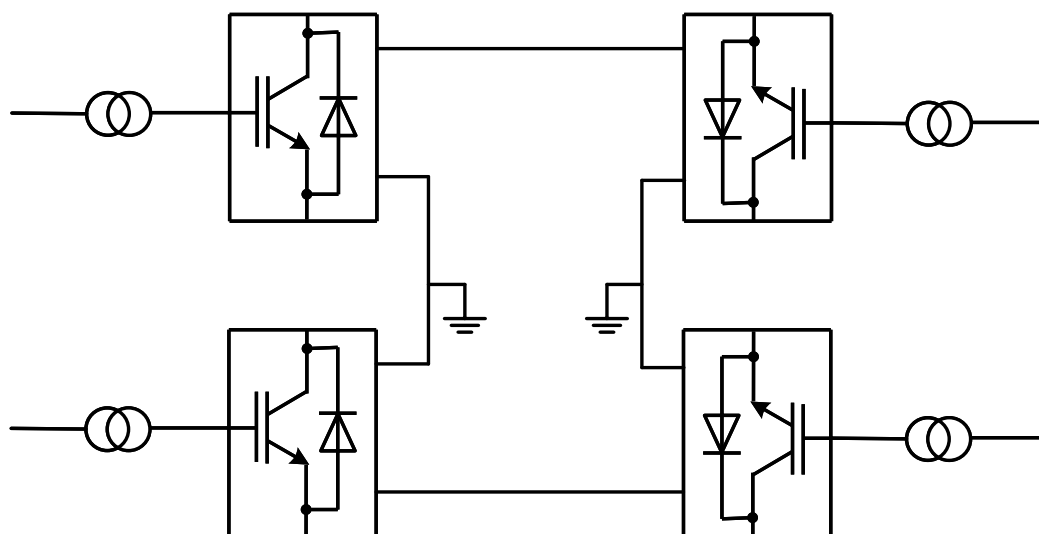


Figura 2.3: Configuración bipolar.

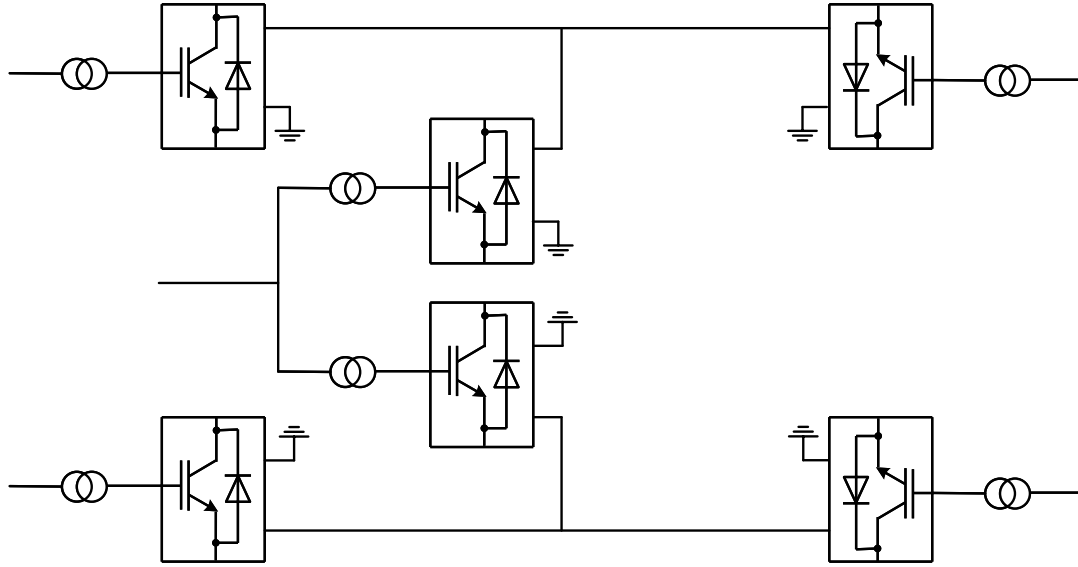


Figura 2.4: Configuración multiterminal.

2.5. Tecnologías HVDC

Los terminales de conversión HVDC utilizan diferentes tecnologías que son determinadas por los niveles de tensión y los diferentes dispositivos semiconductores de potencia utilizados en la conversión. El tipo de dispositivos empleados en el terminal, permite tener una división tecnológica clara entre los diferentes terminales.

2.5.1. HVDC-LCC

La tecnología LCC emplea tiristores como elementos semiconductores. Los tiristores funcionan como interruptores biestables, activados ante un impulso por compuerta y permanece en conducción hasta el siguiente cruce por cero. Una conmutación adecuada requiere de una red síncrona fuerte, lo cual dificulta su operación en redes ac con gran cantidad de armónicos [17]. El LCC mediante la regulación del ángulo de disparo α_{ti} , logra controlar tanto el lado inversor como el rectificador. Dado que es la tecnología mas antigua presenta una alta tensión y corriente de funcionamiento, con un mantenimiento mínimo siendo utilizada en enlaces destinados a transportar grandes cantidades de potencia.

La configuración trifásica de onda completa se muestra en la figura 2.5, también conocida como rectificador de seis pulsos. Es posible una configuración de doce pulsos conectando dos esquemas de seis pulsos en Y tal como se muestra en la figura 2.6.

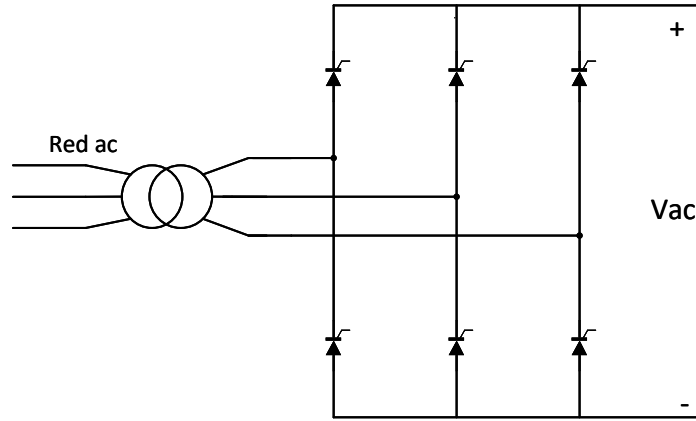


Figura 2.5: Rectificador de seis pulsos.

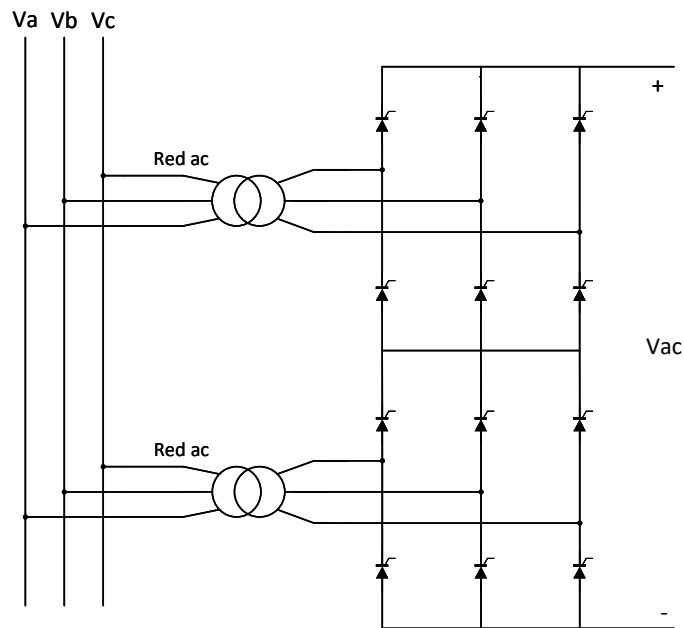


Figura 2.6: Rectificador de doce pulsos.

2.5.2. HVDC-VSC

La tecnología VSC utiliza *Gate Turn-off Thyristors* (GTO) como dispositivo semiconductor. Utilizado en aplicaciones HVDC dado su capacidad de desconexión rápida, bajas pérdidas y capacidad de bloqueo con alto voltaje [3]. Su encendido se lleva a cabo al igual que el tiristor común por la compuerta *gate*, con la diferencia que puede ser apagado con una corriente negativa en *gate*.

2.5.3. HVDC-MMC

Basado en la estructura VSC, la tecnología MMC fue introducido por Rainer Marquardt y Lesnicar en el año 2003. Su investigación se baso en la modulación, control, modelado y protección de la topología [18]. Dado que la tensión nominal de un terminal excede el valor de los semiconductores, se realiza una conexión serie o multinivel. Actualmente presenta una solución confiable en la implementación de sistemas HVDC. Es empleada cada vez mas por las compañías del sector como lo es: ABB con *HVDC-Light*, Siemens con *HVDC-Plus (Power Link Universal System)* y Alstom con *HVDC-MaxSine*. Siendo estas desarrolladoras y constructoras de los sistemas HVDC.

El transistor IGBT fue introducido en el año de 1981 combinando una compuerta MOS y un transistor bipolar. Este dispositivo, debido a la estructura MOS puede ser controlado con un pequeño nivel de potencia. La bidireccionalidad de la corriente es garantizada por el diodo incluido en la estructura.

Su composición fundamental es una estructura empaquetada o submodulo, la cual contiene dos dispositivos semiconductores IGBT y un condensador para el almacenamiento de energía como es mostrado en la figura 2.7. Un típico empaquetado se muestra en la figura 2.8.

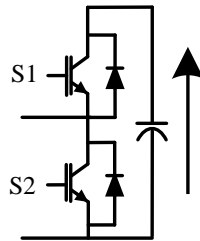


Figura 2.7: Submodulo.

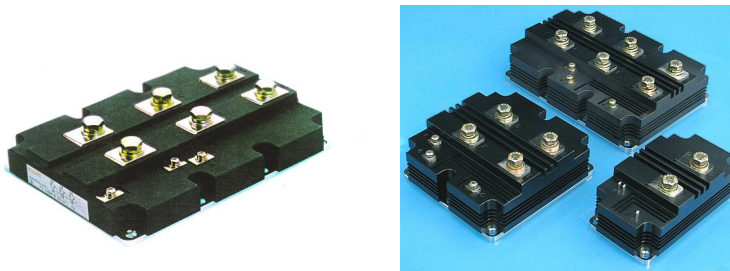


Figura 2.8: Submodulo empaquetado de Alstom®.

Capítulo 3

MMC: Generalidades y Principios de Operación

Este capítulo considera el diseño y principios de operación de un terminal MMC, es expuesto en primera instancia el esquema general de un sistema monofasico con el fin de presentar su funcionamiento como inversor ideal. Debido a que los valores del sistema se consideran balanceados es extendido a un sistema trifasico.

Los principios de operación son introducidos y el moldeamiento matemático es deducido asumiendo un comportamiento ideal de los componentes que integran un submodulo. En base a esto son presentados los esquemas de control generales PI y resonante, necesarios en un adecuado funcionamiento de un terminal inversor MMC.

3.1. Generalidades

Los convertidores MMC presentan grandes ventajas comparado con los terminales que operan bajo tecnología VSC presentada en la sección 2.5.2 tales como [19]:

- Fácil escalamiento hasta altos voltajes sin agregar grandes complicaciones.
- A medida que se aumentan los submodulos (SM) genera una mejor calidad de voltaje y corriente en la salida, lo cual se refleja en la disminución del THD [20].
- Su construcción es más rápida debido al diseño modular.
- Aumento en la potencia nominal del convertidor.

Dadas las amplias ventajas de los convertidores MMC se hacen atractivos para la industria, actualmente atrae a investigadores de todo el mundo realizando un trabajo conjunto e indagando como mejorar, simplificar y desarrollar nuevos esquemas de control que permitan un mejor balance de tensión en los condensadores, reducción en ondulaciones de corriente, mitigación de armónicos, etc. Por tal motivo es escogida esta tecnología para el desarrollo de este trabajo.

3.2. Principios de Operación

La topología MMC consiste en una conexión serie de N elementos o SM, presentados en la sección 2.5.3 y en la figura 2.7-2.8. En un terminal MMC cada fase se encuentra conectada a una pierna, compuesta por un brazo superior e inferior. El cual contiene N SM y un inductor L_{arm} , donde cada brazo soporta una tensión de $\frac{1}{2}V_{dc}$. Donde V_{dc} es el valor de tensión en la entrada del inversor, para motivos de este capítulo se asume que en todo instante de tiempo es invariable dicho valor. En la figura 3.1 es mostrado un esquema general de un sistema MMC monofásico conectado a una carga.

En la figura 3.2 el SM se considera constituido por compuertas ideales $S1$ y $S2$, encargadas de generar un camino que permita en ciertos instantes de tiempo determinados cargar, descargar y aislar el condensador. Lo cual permite enlazar los SM generando los diferentes niveles de voltaje a la salida del terminal. Como regla básica de funcionamiento las dos compuertas no pueden conmutar al tiempo, por tal motivo se debe asegurar que $S2 = \overline{S1}$.

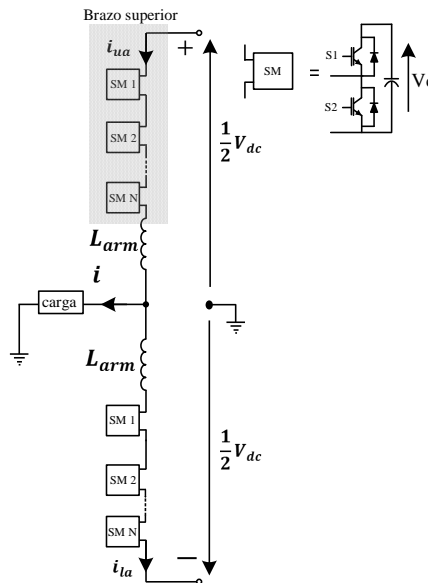


Figura 3.1: Esquemático MMC monofásico.

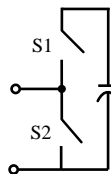


Figura 3.2: Compuerta ideal.

En el SM la corriente tiene cuatro posibles caminos dependiendo del estado de conmutación del par de compuertas, como se muestra en la figura 3.3. Las líneas amarillas indican un flujo de corriente hacia el interior del SM y las líneas rojas indican un flujo de corriente hacia el exterior del SM. La corriente entrante carga el condensador y la corriente saliente descarga el condensador.

La operación del MMC se basa en la inserción serie de SM, con lo cual se obtiene una tensión en la salida del convertidor, la forma de onda varia dependiendo del numero de SM insertados y del algoritmo de control implementado. Las tecnicas de control son expuestas al final de este capitulo, y son desarrolladas en el capitulo 4. Los SM son representados netamente como condensadores, de tal manera que al ser insertados gradualmente tanto del brazo superior e inferior, se obtiene la forma de onda de tensión. Es tomado como ejemplo un convertidor con tres SM por brazo como se muestra en la figura 3.4, donde la parte superior e inferior muestra la tensión en cada brazo respectivo. Finalmente la forma de onda vista por la carga es mostrada en la figura 3.5.

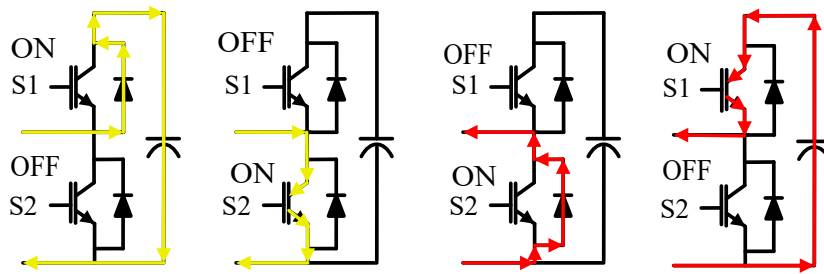


Figura 3.3: Posibles flujos de corriente en un SM.

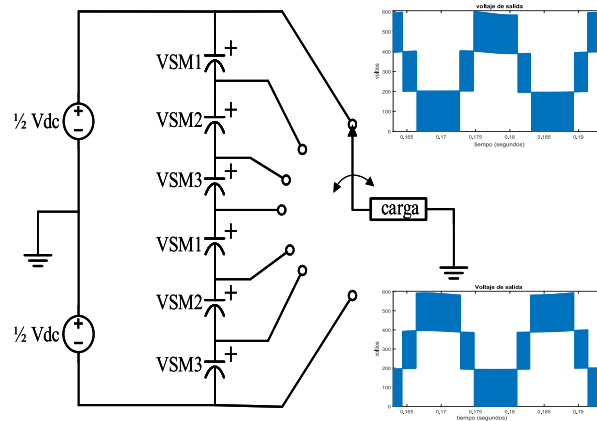


Figura 3.4: Tensión de salida por brazo.

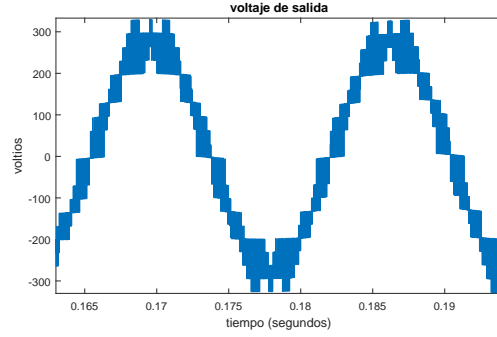


Figura 3.5: Tensión de salida de una pierna.

3.2.1. Estrategias de Modulación en un MMC

En un terminal MMC la señal de activación en cada uno de los semiconductores del SM es realizada por la técnica de modulación implementada. Entre las estrategias descritas en la literatura se encuentran la técnica *Nearest Level Modulation* [21], la técnica *Space Vector* a medida que aumentan los niveles del MMC requiere alto esfuerzo computacional [22] y *Pulse-Width Modulation* (PWM). Esta ultima técnica opera mediante la comparación lógica de dos señales, referencia y portadora. Mientras la señal referencia sea de mayor magnitud que la señal portadora se genera un pulso “1” lógico a la salida del comparador. Por lo general la señal de referencia es sinusoidal y la portadora es una señal triangular en alta frecuencia. Donde el número de señales portadoras es igual a N . En la figura 3.6 se muestra un esquema básico de PWM. Se tienen dos técnicas PWM: *Carrier-Disposition PWM* (CD-PWM) y *Carrier Phase Shifted* (CPS-PWM).

- A) **CD-PWM:** Utiliza N señales triangulares, con igual magnitud y frecuencia. Estando desplazadas simétricamente del eje de las abscisas. Cada señal triangular es comparada con la señal de referencia sinusoidal. La disposición de las señales triangulares es variable, por lo tanto se encuentra subdividido en: *Phase Disposition* (PD), *Phase Opposition Disposition* (POD) y *Alternate Phase Opposition Disposition* (APOD). Las formas de onda se muestran en la figura 3.7.

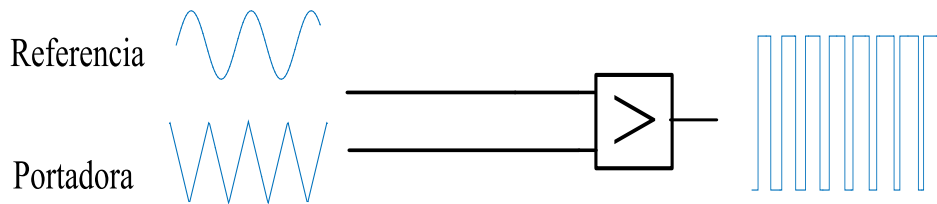


Figura 3.6: Esquema PWM básico.

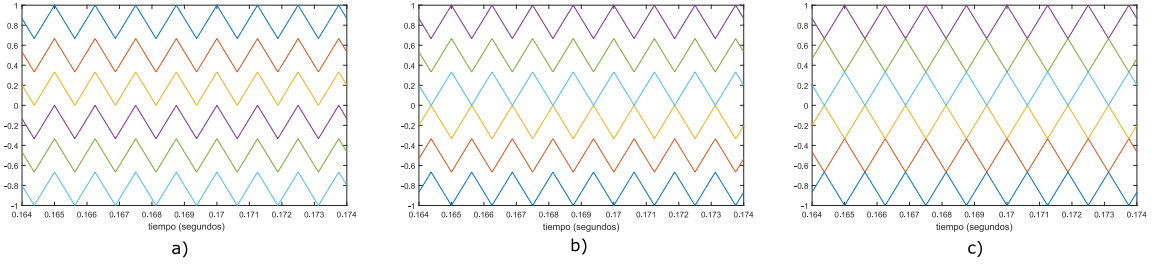


Figura 3.7: Señal portadora CD-PWM con método a) PD, b) POD y c) APOD.

B) CPS-PWM: Utiliza N señales triangulares, con igual magnitud y frecuencia. Cada triangular es comparada con la señal de referencia sinusoidal. El desfase entre las señales se determina por:

$$T_d = \frac{1}{N * f_{tri}} \quad (3.1)$$

Donde f_{tri} es la frecuencia de la señal triangular o portadora. En la figura 3.8 se muestra las señales portadoras de un terminal con $N = 3$ y $f_{tri} = 400Hz$. Como ejemplo ilustrativo se muestra en la figura 3.9 los pulsos de salida en un terminal con tres SM. Donde S1, S2 y S3 son las salidas a cada uno de los SM. Para S1 la triangular portadora es la señal de color rojo, para S2 amarillo y S3 morado.

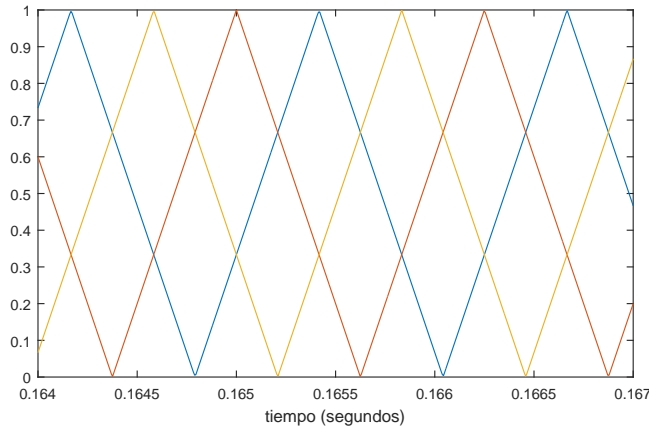


Figura 3.8: Señal triangular o portadora.

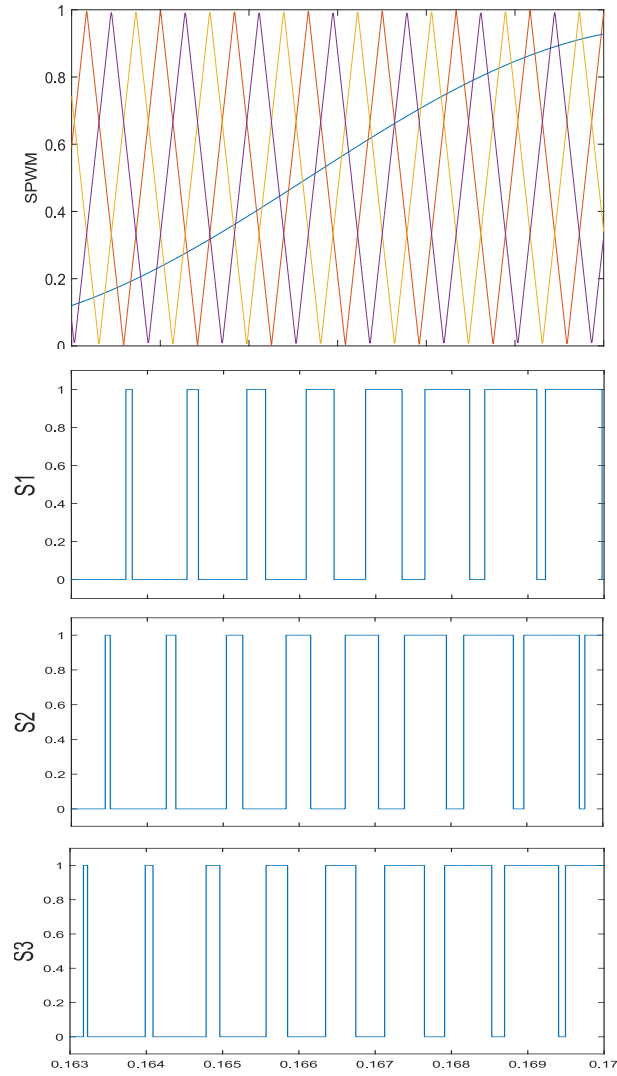


Figura 3.9: PWM con tres portadoras.

Las diferencias teóricas entre CD-PWM Y CPS-PWM no son expuestas en este proyecto ni en la simulación. Se escoge como estrategia de modulación CPS-PWM en ambos esquemas de control desarrollados.

3.2.2. Sistema Trifásico Balanceado

En general asumiendo que los valores de resistencia e inductancia en el terminal son balanceados se puede extender a un sistema trifásico lo mostrado para un sistema monofásico. Se debe tener en cuenta el desfase de la señal portadora en cada fase, dado que es un sistema trifásico es $\pm 120^\circ$.

Un esquema general de un inversor trifásico es mostrado en la figura 3.10, donde se muestran los valores de resistencia e inductancia por brazo en el terminal R_{arm} y L_{arm} respectivamente, resistencia e inductancia de la red R_{grid} y L_{grid} respectivamente. Además, se muestra la corriente directa I_{dc} entrante al terminal inversor.

La corriente en cada brazo del terminal se encuentra formada principalmente por tres componentes:

- Una componente $i_{dc}/3$, dado que la corriente dc entrante al inversor se distribuye equitativamente por cada pierna. Aunque, esta componente nunca ingresa al sistema ac, como se muestra en 3.11 a).
- La componente a frecuencia fundamental $i_M/2$, donde $M = a, b, c$ son las fases del sistema. Cada brazo conduce un medio de la corriente de salida. Esta componente se muestra en la figura 3.11 b).
- El segundo armónico de la corriente fundamental i_{circ} , esta componente nunca ingresa al lado ac o dc. Se queda circulando, de hay su nombre, en el interior del terminal. La componente se muestra en la figura 3.11 c).

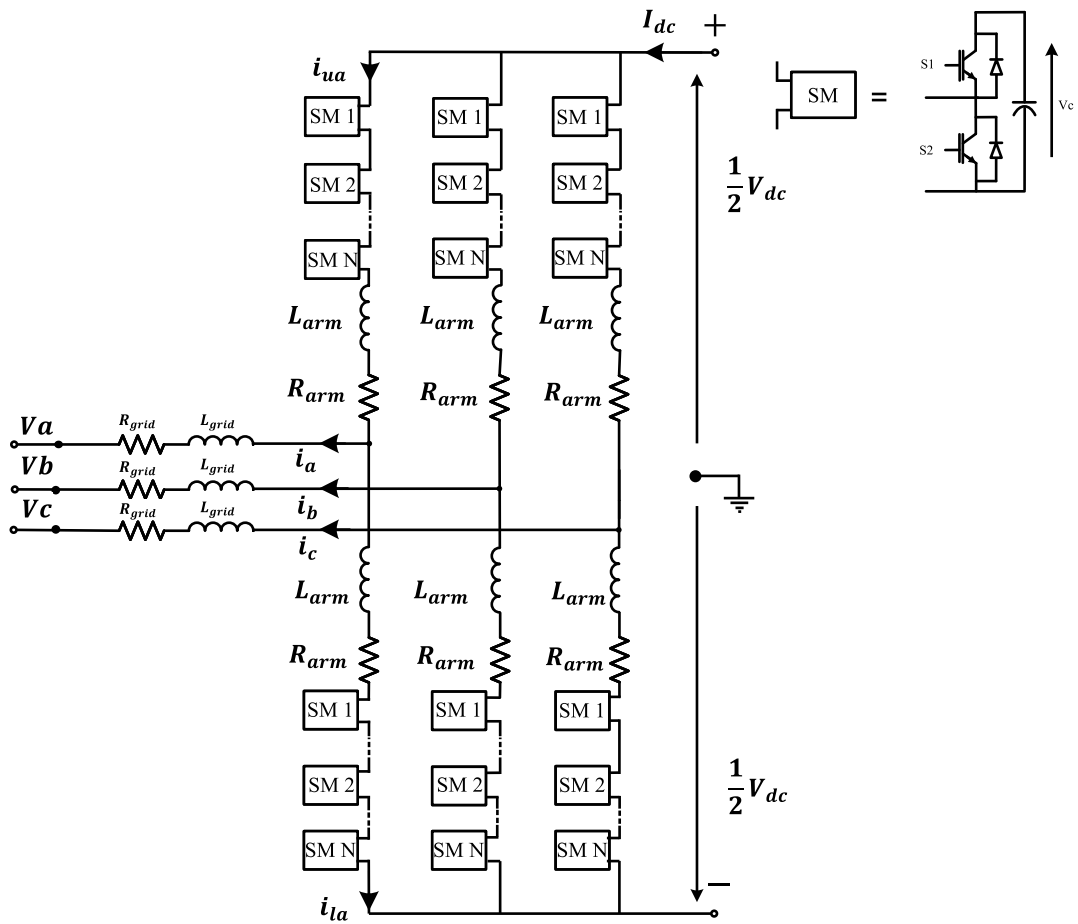


Figura 3.10: Esquemático MMC trifásico.

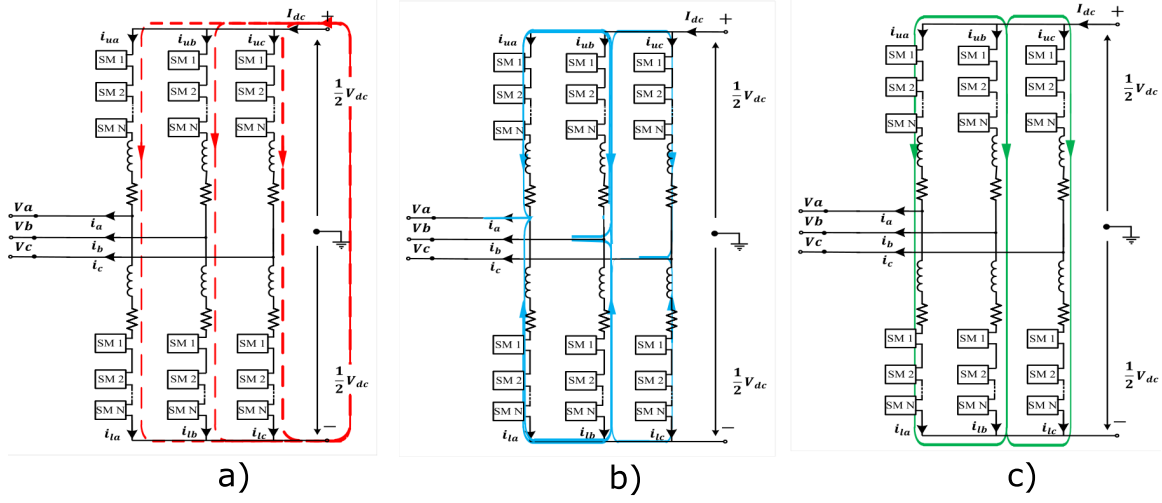


Figura 3.11: Flujos de corriente en un terminal MMC, a) i_{dc} , b) i_M y c) i_{circ} .

Por propósitos aclaratorios se asume que la tensión dc superior e inferior son iguales, como se muestra.

$$\frac{V_{dc}}{2} = v_{du} = v_{dl} = v_d \quad (3.2)$$

En cada instante de tiempo según el numero de SM conectados, el voltaje insertado por brazo varía entre cero y la sumatoria del voltaje en los condensadores.

$$0 \leq v_{u,l} \leq \sum V_{cu,l} \quad (3.3)$$

3.2.3. Relación de Corrientes

Según lo mostrado en la figura 3.11 se tiene, $M = a, b, c$:

$$i_{uM} = \frac{i_{dc}}{3} + \frac{i_M}{2} + i_{circM} \quad (3.4)$$

$$i_{lM} = \frac{i_{dc}}{3} - \frac{i_M}{2} + i_{circM} \quad (3.5)$$

De las ecuaciones (3.4), (3.5) la componente i_M se reescribe de la siguiente manera:

$$i_M = I_M \cos(\omega_1 + \varphi) \quad (3.6)$$

Donde I_M es la magnitud de corriente, ω_1 representa la frecuencia angular fundamental del sistema y φ es el angulo de desfase de la corriente fundamental.

La corriente de salida por fase se obtiene operando (3.4) y (3.5) de la siguiente manera.

$$i_M = i_{uM} - i_{lM} \quad (3.7)$$

Asumiendo un sistema con M fases, se tienen M brazos superiores conectados al polo positivo y M brazos inferiores conectados al polo negativo del bus dc . La suma de la corriente promedio que circula por cada uno de las brazos es igual a la corriente del bus dc , ademas asumiendo un sistema balanceado se tiene:

$$\sum_{k=1}^M \overline{i_{u,l}^k} = i_{dc} \quad (3.8)$$

$$\overline{i_u} = \overline{i_l} = \frac{i_{dc}}{M} \quad (3.9)$$

Conforme a la figura 3.10 y la ecuación 3.2, aplicando la segunda ley de Kirchhoff se obtiene las siguientes ecuaciones por fase:

$$v_d - v_{uM} - R_{arm}i_{uM} - L_{arm}\frac{di_{uM}}{dt} = v_M \quad (3.10)$$

$$-v_d + v_{uM} + R_{arm}i_{lM} - L_{arm}\frac{di_{lM}}{dt} = v_M \quad (3.11)$$

3.2.4. Corriente Circulante

Dado el encendido y apagado de los IGBT en cada SM, se produce una constante carga y descarga de los condensadores, generando cambios instantáneos de voltaje. La diferencia de tensión entre los brazos de cada pierna introduce contenido armónico en la corriente. Se destaca el segundo armónico, dado que su magnitud es mayor en comparación con las demás componentes. En general se puede describir:

$$i_{circ} = I_{circ} \sin(2\omega_1 + \phi_{circ}) \quad (3.12)$$

Donde I_{circ} es la magnitud, ω_1 es la frecuencia fundamental en rad/s y ϕ_{circ} es el desfase.

En general al tomar medidas de corriente en el terminal, se obtiene la corriente diferencial estando en función de i_{uM} e i_{lM} de la siguiente manera:

$$i_{diffM} = \frac{i_{uM} + i_{lM}}{2} \quad (3.13)$$

Reemplazando (3.4) y (3.5) en (3.13), con $M = a, b, c$ se obtiene:

$$i_{diffM} = \frac{i_{dc}}{3} + i_{circM} \quad (3.14)$$

De lo anterior se observa que la corriente diferencial en cada una de las fases posee dos componentes: i_{dc} corriente directa e i_{circM} corriente circulante. Con lo cual se concluye que no es posible obtener una medida directa de la corriente circulante en el terminal.

Los siguientes efectos de i_{circ} son indeseados para el desempeño y estabilidad del

sistema: aumento del rizado en la tensión de los condensadores, incremento de pérdidas, reducción de la vida útil de los componentes del SM.

Diversos autores han planteado soluciones al problema de la corriente circulante, como lo son agregar filtros capacitivos en serie-paralelo [23], y aumentar el valor de la inductancia en cada uno de los brazos L_{arm} . Sin embargo un incremento en la impedancia de los componentes aumenta la caída de tensión en cada uno de los brazos, afectando el rendimiento del terminal. Por otro lado, la aplicación de un controlador no incrementa las pérdidas en el terminal, posicionandolo como una medida adecuada.

3.3. Metodologías de Control

En un terminal MMC las principales variables de control son: el balance de tensión en los condensadores, corrientes salientes y corriente circulante [24]. Con el propósito de reducir el numero de cálculos necesarios en el control de un terminal son utilizadas las transformaciones de Park ($0dq$) y Clark ($0\alpha\beta$). Dado que en el planteamiento del sistema HVDC-MMC se asumen condiciones balanceadas, la componente 0 de ambas transformaciones es omitida tanto en el planteamiento como en el diseño de los controladores.

3.3.1. Transformada de Park y Clark

Park realiza un cambio en el marco de referencia abc trifasico al marco de referencia dq . Convirtiendo los valores abc , funciones sinusoidales variables en el tiempo, a dq siendo en régimen permanente funciones constantes. La transformación es planteada en dos pasos, inicialmente se realiza el cambio de marco de referencia $abc \rightarrow \alpha\beta$ y consecutivo el cambio de referencia $\alpha\beta \rightarrow dq$. Lo anterior se muestra en las ecuaciones (3.15) y (3.16).

Clark realiza un cambio en el marco de referencia abc trifasico al marco de referencia ($\alpha\beta$). En régimen permanente se encuentra formado por dos señales sinusoidales variables en el tiempo a la misma frecuencia que el sistema abc . La transformación de marco de referencia es realizado mediante las ecuaciones (3.15)y (3.17).

$$x_{\alpha\beta} = T_{\alpha\beta} x_{abc} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

$$x_{dq} = T_{dq} x_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

$$x_{abc} = T_{\alpha\beta}^{-1} x_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

Respecto a la ecuación (3.16) la variable θ representa el angulo actual del sistema ac. El cual es obtenido por el *Phase Locked Loop (PLL)* con el fin de lograr una sincronización entre el terminal y la red ac, entre otros. El planteamiento y desarrollo del PLL es mostrado en el capítulo 4.

En la figura 3.12 es mostrado una señal trifásica en coordenadas dq y $\alpha\beta$. Son realizados cambios en el valor pico de corriente, en estado estacionario $i_q \approx 0$ y i_d mantiene un valor constante. El valor pico de las señales i_α e i_β es exactamente la magnitud actual de i_d .

3.3.2. Control PI

En general un controlador $C(s)$ continuo descrito en el espacio de Laplace tiene la forma:

$$C(s) = k_p + \frac{k_i}{s} + k_d s \quad (3.18)$$

Donde k_p es la ganancia proporcional, k_i ganancia integral, y k_d ganancia derivativa. Sus valores están estrictamente relacionadas con la función de transferencia $H(s)$ que describe el sistema a controlar. Además, los valores de sobrepaso y tiempo de establecimiento deseados.

Dado que en general las funciones de transferencia $H(s)$ que describen cada uno de las variables a controlar en el terminal son de primer orden, la constante k_d puede ser omitida e inclusive k_i según sea el caso, como sera mostrado en el capítulo 4. En base a lo anterior se reescribe (3.18):

$$C(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (3.19)$$

En la figura 3.13 es mostrado un esquema general de control PI empleando transformada de Park, son tomadas mediciones de corriente en la salida del terminal, voltaje en la red ac y voltaje en cada uno de los condensadores que hacen parte

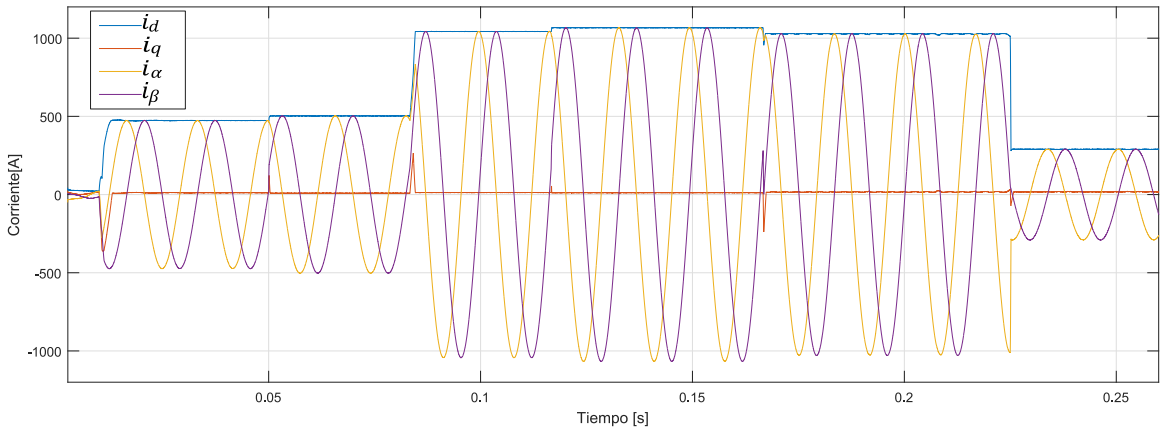


Figura 3.12: Señal trifásica en coordenadas dq y $\alpha\beta$.

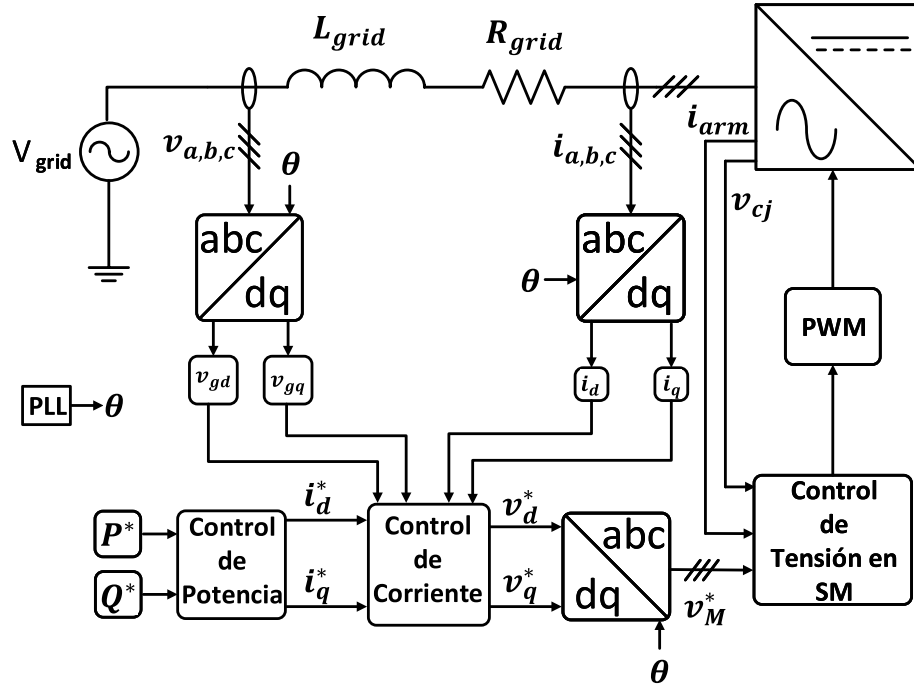


Figura 3.13: Esquema de control PI.

de los SM en el terminal. Las variables controladas son: corriente de salida, corriente circulante, tensión en los condensadores y tensión de salida en el terminal.

3.3.3. Control Resonante

En la figura 3.14 es mostrado un esquema general de control resonante empleando transformada de Park y clark, son tomadas mediciones de corriente en la salida del terminal, voltaje en la red ac y voltaje en cada uno de los condensadores que hacen parte de los SM en el terminal. Las variables controladas son: corriente de salida, corriente circulante, tensión en los condensadores y tensión de salida en el terminal.

3.4. Principios de Operación y Diseño de un controlador resonante

Dado el inconveniente presentado por los controladores PI, al tratar de controlar un sistema con referencia sinusoidal. Es seleccionado un filtro Butterworth pasa-banda de orden dos, como base en la construcción de los controladores resonantes presentados en el desarrollo de los próximos capítulos. El filtro posee un subíndice h el cual denota el múltiplo de la frecuencia fundamental:

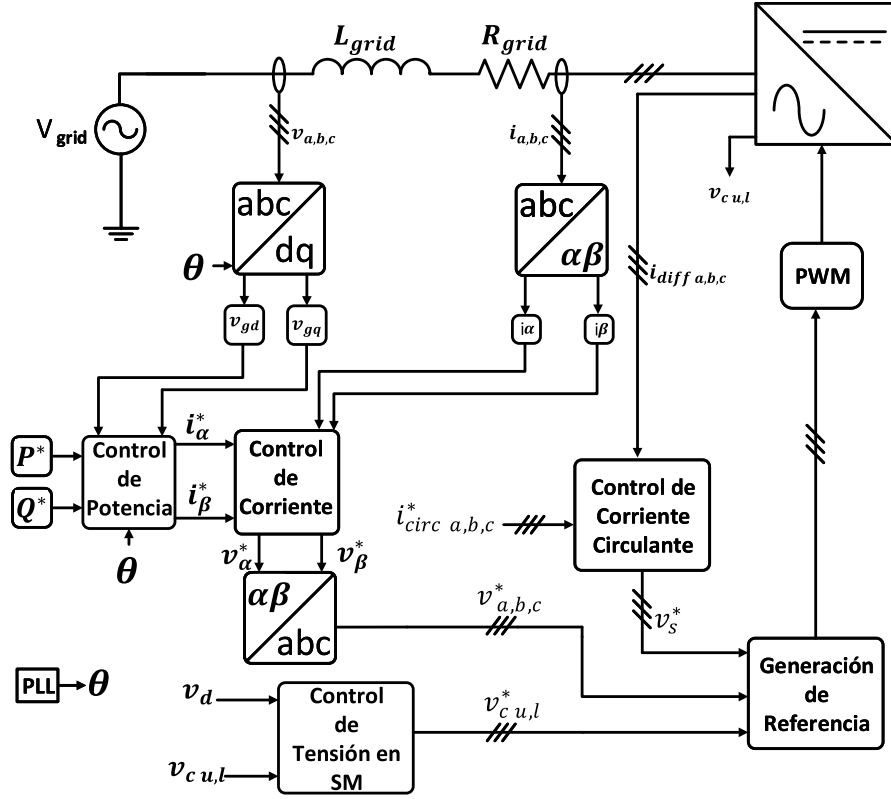


Figura 3.14: Esquema de control resonante.

$$H_h(s) = \frac{k_h (s \cos \phi_h - h\omega_1 \sin \phi_h)}{s^2 + \alpha_h s + (h\omega_1)^2} \quad (3.20)$$

Donde k_h es una ganancia, α_h es el ancho de banda, $h\omega_1$ frecuencia angular de resonancia, y ϕ_h es el ángulo de compensación. Este último es relacionado con el tiempo de retraso del sistema, el análisis para la selección de las constantes será presentado en el capítulo 4.

Dado que el propósito general deseado es la eliminación selectiva de una única frecuencia, es seleccionado como ancho de banda $\alpha_h = 0$, respecto a $h\omega_1$ dependiendo del tipo de controlador deseado es seleccionado $h=1$ ó $h=2$. Dadas las observaciones anteriores es conformando la parte resonante del controlador [7], como se muestra:

$$H_h(s) = \frac{k_h (s \cos \phi_h - h\omega_1 \sin \phi_h)}{s^2 + (h\omega_1)^2} \quad (3.21)$$

Un controlador resonante tiene como característica un par de polos imaginarios en el plano "s", con una frecuencia de resonancia ω_1 . La cual es seleccionada como la frecuencia de salida deseada del sistema, en este caso en particular $60Hz$. La función de transferencia básica se muestra a continuación:

$$\frac{\omega_1}{s^2 + \omega_1^2} \quad (3.22)$$

Donde $\omega_1 = 2\pi * 60$, es la frecuencia de resonancia en rad/s . El diagrama de bode de la ecuación (3.22) es realizado en MATLAB y se muestra en la figura 3.15, donde se observa que a una frecuencia de $60Hz$ se logra teóricamente una ganancia infinita. Además, toda frecuencia diferente es atenuada.

Dependiendo de la variable a controlar la función de transferencia de la ecuación (3.22) sufre cambios tanto en el numerador como en el denominador. Dichos cambios son causados al tener en cuenta las características operacionales del sistema.

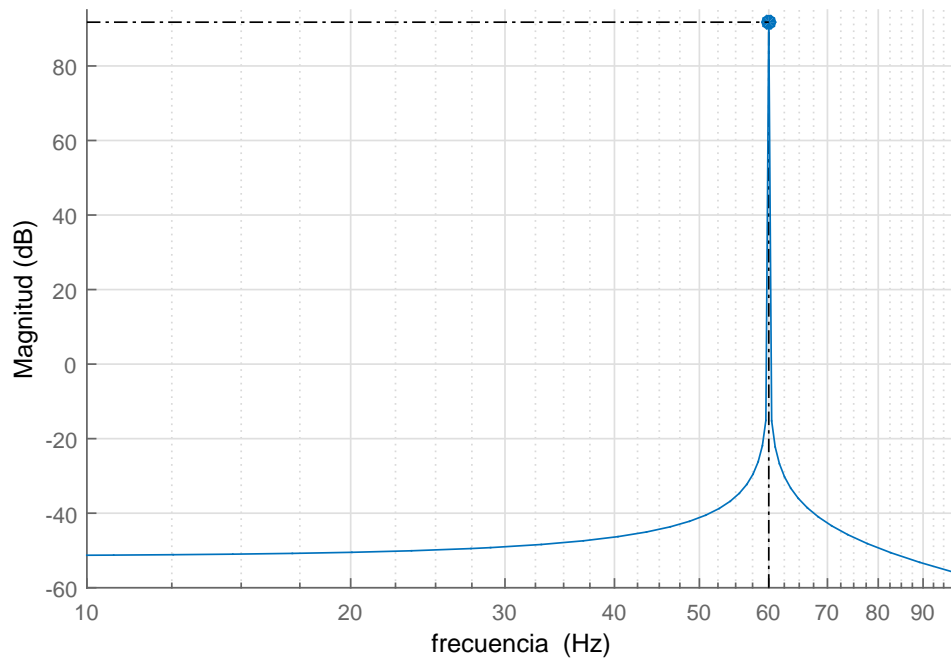


Figura 3.15: Diagrama de bode de un control resonante a $60Hz$.

Capítulo 4

MMC: Metodologías de Control

En este capítulo son desarrolladas las metodologías de control expuestas en el capítulo 3, aplicadas a un terminal inversor MMC con salida trifásica. Basado en los valores nominales del sistema de estudio son deducidas las constantes de control en ambas metodologías aplicadas. Ambos esquemas realizan control sobre: voltaje en condensadores, voltaje a la salida, potencia activa, potencia reactiva, corriente saliente y corriente circulante.

Los parámetros del sistema bajo estudio en el que sera aplicado los esquemas de control desarrollados a lo largo del capítulo se muestra en la tabla 4.1. Los Valores de cambio en potencia son mostrados en la sección 4.2.5 y los operativos en el capítulo 5. Los parámetros internos del terminal son mostrados en la tabla 4.2.

4.1. Control de Potencia Activa y Reactiva

La potencia activa y reactiva son descritas en función del marco de referencia dq [25] como se muestra:

$$P = \frac{3}{2} (v_d \cdot i_d + v_q \cdot i_q) \quad (4.1)$$

Tabla 4.1: Parámetros del sistema bajo estudio.

Parametro	L_{grid}	R_{grid}	f_s	f	V_{grid}	V_{dc}
Valor	$75mH$	$0,75\Omega$	$2000Hz$	$60Hz$	$220kV$	$\pm 400kV$

Tabla 4.2: Parámetros internos del terminal.

Parámetro	L_{arm}	R_{arm}	C
Valor	$7mH$	$0,1\Omega$	$2mF$

$$Q = \frac{3}{2} (v_q \cdot i_d - v_d \cdot i_q) \quad (4.2)$$

A partir de una referencia de potencia activa P^* y reactiva Q^* , y operando (4.1) y (4.2) se obtiene las corrientes de referencia i_d^* e i_q^* como se muestra:

$$\begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{gd}^2 + v_{gq}^2} \begin{bmatrix} v_{gd} & -v_{gq} \\ v_{gq} & v_{gd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P^* \\ Q^* \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

Los valores i_d^* e i_q^* son utilizados en el esquema de control PI y resonante, este ultimo realiza un cambio en el marco de referencia $(i_d^*, i_q^*) \Rightarrow (i_\alpha^*, i_\beta^*)$.

4.2. Diseño de Control PI

Empleando lo descrito en la sección 3.3.2 y obteniendo las funciones de transferencias $H(s)$ a partir de equivalentes monofasicos y en base a lo desarrollado en la literatura son diseñados cada uno de los controladores propuestos en el terminal MMC.

4.2.1. Control de Corriente Interna

Asumiendo un numero infinito de niveles se puede considerar que en la salida del terminal se presenta una tensión y corriente sinusoidales puras. En la figura 4.1 se presenta un equivalente monofasico del terminal conectado a la red, incluyendo los efectos resistivos R_{grid} e inductivos L_{grid} de la línea.

Haciendo uso de la segunda ley de Kirchhoff en el equivalente monofasico de la figura 4.1 se obtiene:

$$V_{inv} = L_{grid} \frac{di_{grid}}{dt} + R_{grid} i_{grid} + V_{grid} \quad (4.4)$$

Realizando la transformada de Park a la ecuación 4.4 se obtiene:

$$L_{grid} \frac{di_d}{dt} = V_{d-inv} - V_{gd} - R_{grid} \cdot i_d + L_{grid} \cdot \omega_1 i_q \quad (4.5)$$

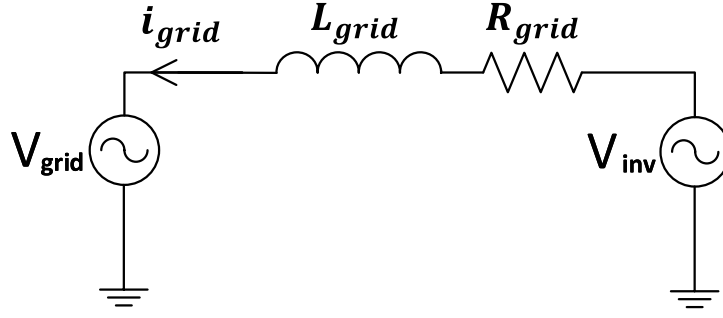


Figura 4.1: Equivalente monofasico de un inversor ideal conectado a la red.

$$L_{grid} \frac{di_q}{dt} = V_{q-inv} - V_{gq} - R_{grid} \cdot i_q - L_{grid} \cdot \omega_1 i_d \quad (4.6)$$

Donde V_{d-inv} y V_{q-inv} son el voltaje de salida del terminal inversor en coordenadas dq . Además, V_{d-grid} y V_{q-grid} son el voltaje de la red en coordenadas dq . La corriente de red es expresada i_{d-grid} e i_{q-grid} .

El voltaje de salida del inversor es escrito en coordenadas dq como se muestra a continuación:

$$v_{d-inv} = v'_d + v_{gd} - L_{grid} \cdot \omega_1 i_q \quad (4.7)$$

$$v_{q-inv} = v'_q + v_{gq} - L_{grid} \cdot \omega_1 i_d \quad (4.8)$$

Donde v'_d y v'_q representan la salida del controlador PI. Reemplazando las ecuaciones (4.7) y (4.8) en (4.5) y (4.6) respectivamente, y transportando al espacio de Laplace se obtiene la función de transferencia en coordenada d como se muestra:

$$\frac{i_d}{v'_d} = \frac{1}{sL_{grid} + R_{grid}} \quad (4.9)$$

De manera similar a la ecuación (4.9) puede ser obtenida la función de transferencia en coordenada q . El esquemático de control PI se muestra en la figura 4.2, obtenido utilizando las corrientes de referencias generadas por (4.3), y las ecuaciones (4.7) y (4.8).

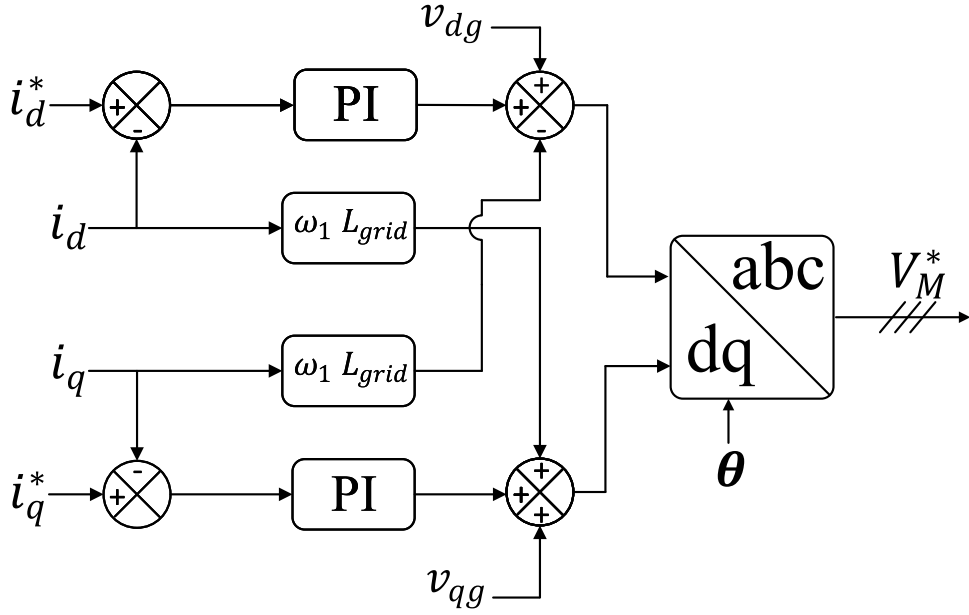


Figura 4.2: Control de corriente interna en un MMC.

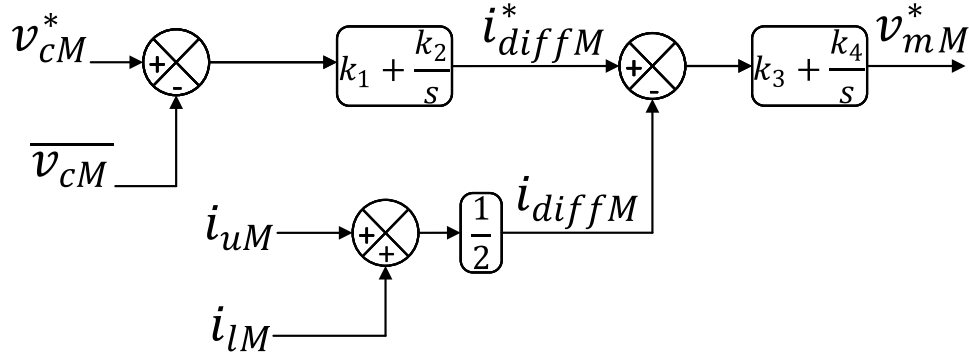


Figura 4.3: Control de tensión promedio.

4.2.2. Control Promedio de Tensión

Dados los efectos negativos de la corriente circulante como se mostró en la sección 3.2.4, es necesario aplicar técnicas de control con el fin de reducir el rizado en la tensión de los condensadores. Con el fin de dar solución a lo anterior es utilizado el esquema de control mostrado en la figura 4.3, el cual es propuesto en [26], [27] y [28].

Idealmente cada condensador en los SM debe soportar una tensión V_{dc}/N , por lo tanto es tomado como el valor de referencia promedio:

$$v_{cM}^* = \frac{V_{dc}}{N} \quad (4.10)$$

Se define el voltaje promedio por fase como función del numero de SM:

$$\overline{v_{cM}} = \frac{1}{2N} \sum_{j=1}^{2N} v_{cjM} \quad (4.11)$$

El comando de control i_{diffM}^* mostrado en la figura 4.3, es descrito por:

$$i_{diffM}^* = k_1 (v_{cM}^* - \overline{v_{cM}}) + \frac{k_2}{s} (v_{cM}^* - \overline{v_{cM}}) \quad (4.12)$$

El comando de control v_{mM}^* mostrado en la figura 4.3, es descrito por:

$$v_{mM}^* = k_3 (i_{diffM}^* - i_{diffM}) + \frac{k_4}{s} (i_{diffM}^* - i_{diffM}) \quad (4.13)$$

De (4.12) y (4.13), las constantes k_1, k_3 son proporcionales y k_2, k_4 son constantes integrales. Los valores de las ganancias son mostradas en la tabla 4.3.

4.2.3. Control de Tensión Individual

Con el objetivo de controlar el valor de tensión en el condensador de cada SM, es tomado como referencia la magnitud dada por (4.10). La polaridad de las corrientes i_{uM} e i_{lM} son utilizadas, con el fin de seleccionar el signo de salida del controlador [27]. El diagrama de bloques del control es mostrado en la figura 4.5, siendo netamente un controlador proporcional con constante k_5 . El valor de la ganancia es mostrada en la tabla 4.3.

Basado en [26] y [27], son presentados en la tabla 4.3 las ganancias en los esquemas de control propuestos.

4.2.4. Señal de Referencia

Un vez desarrollados el control de corriente, tensión promedio e individual, es necesario formar la señal de referencia necesaria y adecuada en el PWM utilizado. Las señales de referencia en el brazo superior e inferior de cada fase son complementarias una la otra, por lo cual se encuentran desfasadas una de la otra 180° . El esquema de generación del brazo superior e inferior se muestra en las figuras 4.4 y 4.6 respectivamente [26].

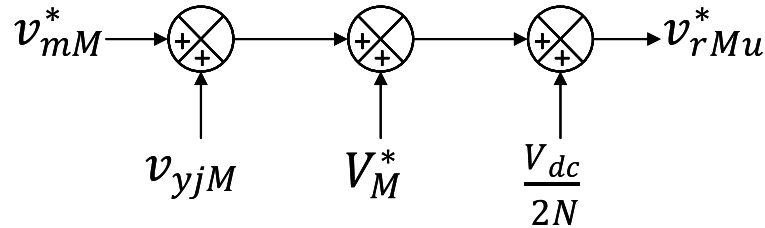


Figura 4.4: Generación de señal de referencia brazo superior.

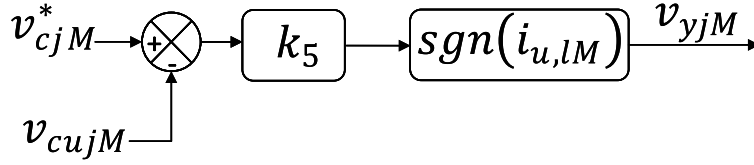


Figura 4.5: Control de tensión individual en los condensadores.

Tabla 4.3: Valores de las ganancias en control de voltaje.

Control de voltaje					
Valor de las constantes	k_1	k_2	k_3	k_4	k_5
	$0,5A/V$	$150A/Vs$	$5V/A$	$0,5A^{-1}$	300

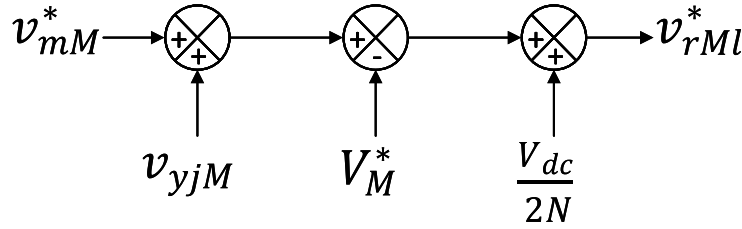


Figura 4.6: Generación de señal de referencia brazo inferior.

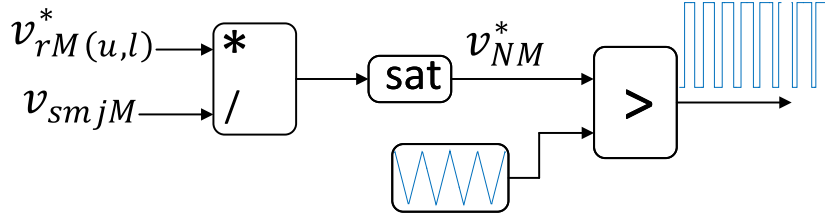


Figura 4.7: Señal de referencia generada y PWM.

La señal de referencia generada v_{rMu}^* y v_{rMl}^* , es normalizada dividiendo la referencia generada por el voltaje instantáneo del condensador j en cada SM. Idealmente la señal resultante debe estar acotada en el eje de las ordenadas entre $(0 \sim 1)$. Para tales efectos es agregado una función de saturación que asegura no se sobrepase los limites superior e inferior. Finalmente la referencia v_{NM}^* es ingresada al PWM, el cual es detallado en la sección 3.2.1. En la figura 4.7 es mostrado el esquema.

4.2.5. Sensorless

Se introduce la técnica de control sensorless presentada en [29], el cual no requiere en su funcionamiento sensores en la red ac en la sincronización del terminal. Reduciendo posibles fallos que pueden presentarse ante errores de medición, y permite

controlar y desacoplar las potencias P y Q . El esquema de control propuesto realiza una retroalimentación interna con el fin de estimar los valores de tensión, para tal objetivo la magnitud de las constantes del sistema de control se encuentran ligadas directamente a los valores de la red. Dadas las condiciones anteriores se presenta como una mejora al esquema de control presentado en la sección 4.2.1.

Con el fin de diseñar el control es asumido que el terminal MMC posee un numero infinito de SM, con lo cual se asume que a su salida se encuentra una fuente sinusoidal ideal.

Ademas, se presume que opera bajo condiciones balanceadas. Utilizando el diagrama circuital del equivalente monofásico mostrado en la figura 4.1 y (4.5),(4.6), se presenta la ley de control planteada en [29].

$$v_{d-inv} = -\frac{(As + 1)(i_d - g_q v_{gq})}{Bs + g_d} - \omega_1 L_{grid} i_q \quad (4.14)$$

$$v_{q-inv} = -\frac{(As + 1)(i_q + g_d v_{gd})}{Bs + g_d} + \omega_1 L_{grid} i_d \quad (4.15)$$

Donde A es una ganancia directa, B es una ganancia indirecta, g_d y g_q son ganancias de conductancias en el marco de referencia dq .

Reemplazando (4.14), (4.15) en (4.5) y (4.6) respectivamente, se obtienen las funciones de transferencia del sistema:

$$i_d = -\frac{Bs + g_d}{L_{grid}Bs^2 + (L_{grid}g_d + A)s + 1}v_{gd} + g_q v_{gq} (As + 1) \quad (4.16)$$

$$i_q = -\frac{Bs + g_q}{L_{grid}Bs^2 + (L_{grid}g_d + A)s + 1}v_{gq} + g_d (Av_{gq}s - v_{d-grid}) \quad (4.17)$$

Asumiendo que se opera en estado estable, el sistema en estado estacionario se reescribe:

$$\lim_{s \rightarrow 0} i_d(s) = -g_d v_{gd} + g_q v_{gq} \quad (4.18)$$

$$\lim_{s \rightarrow 0} i_q(s) = -(g_d v_{gq} + g_q v_{gd}) \quad (4.19)$$

Donde las ganancias g_d y g_q son utilizadas en el control de las corrientes i_d e i_q . Los valores de tensión estimados en la red $\widehat{v_{gd}}$ y $\widehat{v_{gq}}$ son tomados en la salida del integrador. El esquema de control es mostrado en la figura 4.8, donde son apreciadas cada una de las variables descritas.

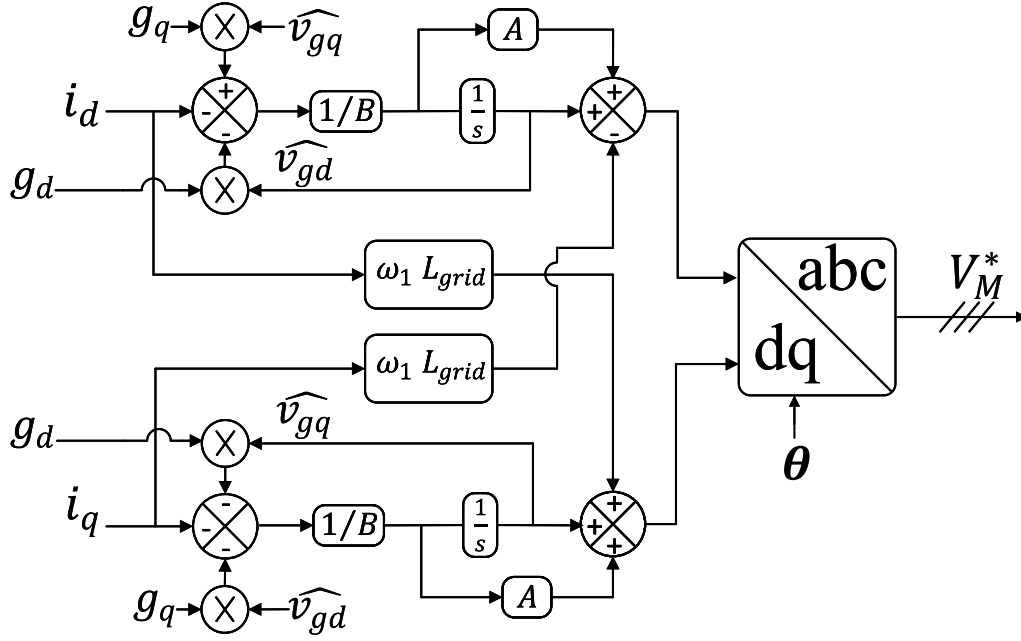


Figura 4.8: Técnica de control Sensorless.

Las variables de la técnica sensorless son A , B , g_d y g_q , donde las dos ultimas varían en función del flujo de potencia instantánea. A y B por regla general deben asegurar que el sistema permanece estable ante las variaciones previstas de g_d y g_q . Las funciones de transferencia (4.16) y (4.17) poseen la misma ecuación característica, por lo cual es utilizada en la selección de los valores A y B , utilizando:

$$L_{grid}Bs^2 + (L_{grid}g_d + A)s + 1 = 0 \quad (4.20)$$

Asumiendo que $g_q = 0$, g_d es encontrada de (4.18) reemplazando los valores máximos y mínimos esperados para i_d y v_{gd} en el sistema, contando con una potencia máxima de referencia $P^* = 300MW$ se tiene que:

$$g_d = \pm 5,8m\Omega^{-1} \quad (4.21)$$

Asumiendo que el sistema tiene un polinomio característico de la forma:

$$a_p(s) = a_2s^2 + a_1s + a_0 \quad (4.22)$$

Se desea conocer si el sistema es estable, se debe cumplir que $a_2 > 0$, $a_1 > 0$, y $a_0 > 0$. Esta condición es necesaria, pero no suficiente. Aplicando un criterio de estabilidad A es determinado de la siguiente manera:

$$\frac{L_{grid}g_d + A}{L_{grid}B} > 0 \quad (4.23)$$

Donde se asume que $B > 0$, y $A > -L_{grid}g_d$. Teniendo en cuenta lo anterior y reemplazando (4.21) en (4.23). Además, como se mostrara en el siguiente capítulo

$L_{grid} = 28mH$, el valor encontrado es:

$$A = 1,8mH\Omega^{-1} \quad (4.24)$$

Con el valor de A conocido se encuentra la constante B de la siguiente manera:

$$B > \frac{(L_{grid}g_d + A)^2}{4L_{grid}} \quad (4.25)$$

El valor de la constantes B seleccionado es:

$$B = 2,5\mu H\Omega^{-2} \quad (4.26)$$

La estimación de potencia activa y reactiva es realizada utilizando las tensiones estimadas del esquema sensorless, y los valores de corriente medidos en la red como muestra:

$$\hat{P} = \frac{3}{2} (\widehat{v}_{gd}i_d + \widehat{v}_{gq}i_q) \quad (4.27)$$

$$\hat{Q} = \frac{3}{2} (-\widehat{v}_{gd}i_q + \widehat{v}_{gq}i_d) \quad (4.28)$$

Las variables de potencia \hat{P} y \hat{Q} son controladas cada una por aparte por controlador tipo PI-sensorless. Donde \widehat{v}_{gd} y \widehat{v}_{gq} son asumidos como valores constantes y es linealizado al rededor del punto de operación $g_d = 5,8m\Omega^{-1}$. Los valores de las constantes son encontrados en base a [28] y se muestran en la tabla 4.5.

4.2.6. PLL Tipo 1

Control encargado de la sincronización del marco de referencia dq en el terminal con la red ac, su salida es al angulo θ que indica el punto de operación actual de la red. El esquema de control presenta suma importancia en los instantes donde se presentan cambios de potencia, en estos puntos se generan oscilaciones en el sistema el cual debe responder y llegar a un nuevo punto de operación. En la figura 4.9 se muestra un tipo de PLL propuesto en [25].

4.3. Diseño de Control Resonante

Basado en la descripción realizada en la sección 3.4, son planteados, desarrollados y sintonizados los esquemas de control básicos. Basado en una componente resonante con el objetivo de atenuar la corriente circulante en el terminal MMC.

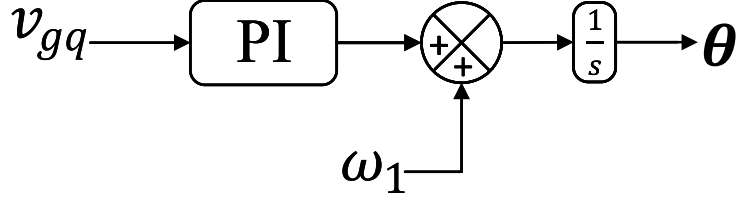


Figura 4.9: PLL tipo 1.

Tabla 4.4: Valor de las ganancias PLL.

Control PLL		
Valor de las constantes	k_{p-PLL}	k_{i-PLL}
	2	0.1

Tabla 4.5: Valor de las ganancias en control de potencia sensorless.

Control de potencia activa P y reactiva Q		
Valor de las constantes	k_p	k_i
	$3,11 \times 10^{-12} 1/(\Omega V A)$	$3,11 \times 10^{-8} 1/(\Omega V A s)$

4.3.1. Time Delays

Es necesario considerar el retraso ocasionado por la conmutación en el PWM, considerado como la mitad del periodo de la señal portadora $0,5T_s$ [30]. Donde se define:

$$T_s = \frac{1}{f_s} \quad (4.29)$$

Dado que los sistemas de control de un MMC son implementados digitalmente en DPS y FPGA, es necesario tomar en cuenta el retraso ocasionado por los procesos de medición, conversión A/D, filtrado y procesamiento. Lo anterior es conocido como tiempo de retraso computacional T_c . El tiempo total de retraso T_d , es formado por dos componentes:

$$T_d = T_c + 0,5T_s \quad (4.30)$$

Bajo condiciones normales de operación es posible considerar [30]:

$$T_c \approx T_s \quad (4.31)$$

Reemplazando (4.31) en (4.30), se obtiene:

$$T_d = 1,5T_s = \frac{1,5}{f_s} \quad (4.32)$$

En este caso específico de este trabajo, la señal portadora opera a una frecuencia $f_s = 2000Hz$. Reemplazando en (4.32) se obtiene el tiempo de retraso aproximado:

$$T_d = 1,5 * \frac{1}{2000Hz} = 750 \cdot 10^{-6}s \quad (4.33)$$

4.3.2. Control de Corriente Saliente

Durante la operación normal del terminal inversor los valores P y Q son variables dinámicas. Ambos son propios de la carga, por lo que no pueden ser controlados directamente. Asumiendo que el voltaje en la salida del terminal se mantiene constante bajo cualquier cambio operativo, toda fluctuación de P y Q modifica únicamente la magnitud de corriente ac en la salida. Por lo tanto es necesario realizar un completo esquema de control que garantice la calidad en la señal de corriente en el terminal, con una adecuada frecuencia de salida y acople con la red ac. Tomando como referencia los valores deseados P^* y Q^* , son encontradas las señales de referencia $i_{\alpha,\beta}^*$. El esquema de control PR presentado es indiferente al número de SM y fases del sistema.

Idealmente se espera que la corriente de salida contenga una única componente fundamental de frecuencia a $60Hz$, dado por la función de referencia $i_{\alpha,\beta}^*$. Dado que la corriente medida en la salida del terminal $i_{\alpha,\beta}$ posee h armónicos, descritos por:

$$h = 0, 2, 6, 12, \dots, Nh. \quad (4.34)$$

Donde Nh es el armónico descrito por $Nh = 6h$. Es necesario implementar dentro del esquema de control una componente encargada de la atenuación selectiva de armónicos, con el fin de reducir los problemas presentados en la sección 3.2.4. Dadas las características del controlador resonante, es utilizado con el fin de atenuar las componentes armónicas dadas por (4.34). En general la función de transferencia que describe la componente resonante del controlador posee R partes, iguales al número de armónicos que desean ser atenuados. La función de transferencia que describe el controlador R se muestra a continuación:

$$\sum_{h=0,2,6,12,\dots}^{Nh} \frac{k_h (s \cos \phi_h - h\omega_1 \sin \phi_h)}{s^2 + (h\omega_1)^2} \quad (4.35)$$

Dado que el tiempo de retraso T_d no es insignificante, este debe ser tenido en cuenta el esquema de control diseñado. Con el fin de lograr que el sistema permanezca estable ante oscilaciones o perturbaciones, se selecciona el ancho de banda del sistema en lazo cerrado:

$$\alpha_c \ll \frac{\omega_s}{T_d} \quad (4.36)$$

Donde ω_s es la frecuencia de muestro angular, se encuentra en función de T_s :

$$\omega_s = \frac{2\pi}{T_s} = 4000\pi \quad (4.37)$$

Reemplazando (4.37) y (4.33) en (4.36), se selecciona:

$$\alpha_c = 1 \cdot 10^6 \quad (4.38)$$

El angulo de compensación angular α_h se encuentra en función de el armónico h que desea ser atenuado, la frecuencia fundamental ω_1 y el tiempo de retraso T_d [30], [31]:

$$\phi_h = h\omega_1 T_d \quad (4.39)$$

La constante proporcional k_p del controlador es de suma importancia en el correcto funcionamiento, determinando la convergencia ante transitorios del sistema. A medida que es aumentado el valor de la constate es logrado un mejor seguimiento en la señal de referencia $i_{\alpha,\beta}^*$ por parte del controlador. El valor es seleccionado en base a:

$$k_p > \frac{\alpha_c \cdot L_{arm}}{2} \quad (4.40)$$

Reemplazando (4.38) en (4.40), se tiene:

$$k_p = 2,5 \cdot 10^3 \quad (4.41)$$

Ya seleccionado un valor en (4.40), es seleccionada la ganancia k_h del componente resonante R en el controlador:

$$k_h = 2\alpha_h k_p \quad (4.42)$$

Donde $\alpha_h < \omega_h$, dado lo anterior el valor varia dependiendo de la frecuencia angular de resonancia utilizada en el controlador. Ya que en el presente trabajo se enfoca en la atenuación del segundo armónico $h = 2$ de la corriente fundamental, se reescribe (4.35) y es seleccionado un valor para α_h de la siguiente manera:

$$\frac{k_2 (s \cos \phi_2 - 2\omega_1 \sin \phi_2)}{s^2 + (2\omega_1)^2} \quad (4.43)$$

$$\alpha_h = 55 \quad (4.44)$$

Sustituyendo (4.44), $h = 2$ en (4.42):

$$k_2 = 300 \quad (4.45)$$

Con la condición de $h = 2$ y (4.33), ambos son reemplazados en (4.39) obteniendo el angulo de compensación:

$$\phi_2 = 2 * 2 * \pi * 60 * 750 \cdot 10^{-6} = 565 \cdot 10^{-3} rad \quad (4.46)$$

Dada las perturbaciones presentes en el sistema ac, la señal media $v_{\alpha,\beta}$ posee armónicos. Con el fin de lograr una mejor respuesta del controlador, la señal de tensión medida es pasada por un filtro pasa-bajo de primer orden:

$$\frac{\alpha_f}{s + \alpha_f} \quad (4.47)$$

El valor de α_f , representa el ancho de banda del filtro en rad/s . La selección adecuada presenta una alta importancia en el comportamiento del controlador, un valor alto genera una rápida reacción ante oscilaciones en el bus ac y un valor bajo permite un mejor seguimiento a las referencias P^* y Q^* . Por otro lado, un alto valor aumenta la magnitud de los armónicos presentes en la red, llegando a ocasionar inestabilidad en el terminal. El rango de valores admisibles es $\alpha_f < 753,9rad/s$ ó segundo armónico de la frecuencia fundamental.

Buscando un mejor seguimiento de las referencias de potencia es seleccionado un valor de $\alpha_f = 62rad/s$ [32].

Dado que los sistemas de transmisión, incluyendo el terminal, la capacidad nominal de tensión no es ilimitada. Un bloque de saturación es agregado, donde su limitante es v_{max}^* . Su función se muestra a continuación:

$$v_{\alpha,\beta}^* = V_{sat} (v_{\alpha,\beta}^{*0}) = \frac{v_{\alpha,\beta}^{*0}}{|v_{\alpha,\beta}^{*0}|} \min(|v_{\alpha,\beta}^{*0}|, v_{max}^*) \quad (4.48)$$

En los instantes de tiempo donde es sobrepasado el limite v_{max}^* , la diferencia entre el valor máximo y el actual es retroalimentado en el controlador con una ganancia $1/k_p$.

El esquema de control es mostrado en la figura 4.10

Finalmente sustituyendo (4.46), y (4.45) en (4.43) se obtiene la función de transferencia que describe al componente resonante del controlador:

$$H_c(s) = \frac{654 \cdot 10^3 s - 3,06 \cdot 10^8}{s^2 + 5,685 \cdot 10^5} \quad (4.49)$$

De (4.49) se obtiene el diagrama de bode mediante el comando *bode()* en MATLAB. La figura 4.11 muestra una frecuencia de resonancia en $120Hz$, lo cual es la operación deseada en la atenuación del segundo armónico de la corriente.

4.3.3. Control de Corriente Circulante

El control de corriente circulante permite estimar una referencia de tensión V_c^* , permitiendo ser manipulada junto con la referencia de corriente saliente. El esquema de control PIR general es mostrado en la figura 4.12 [32].

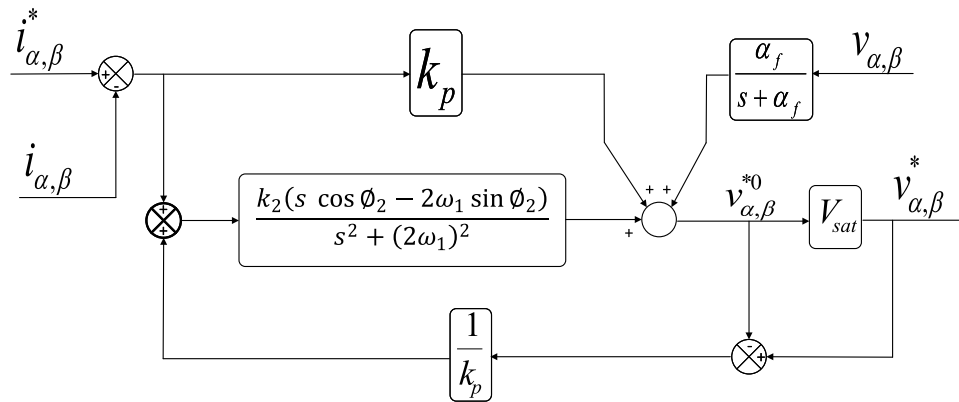


Figura 4.10: Control de corriente saliente.

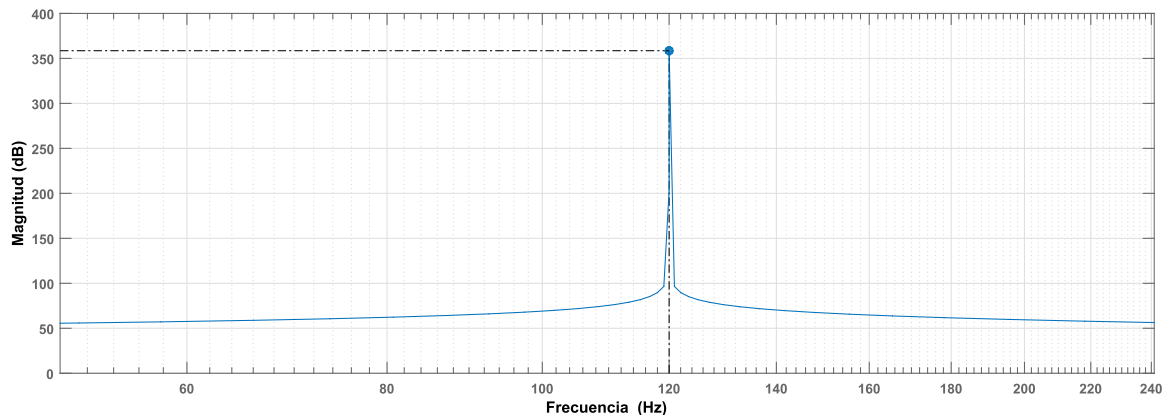


Figura 4.11: Diagrama de bode del componente R en el control de corriente saliente.

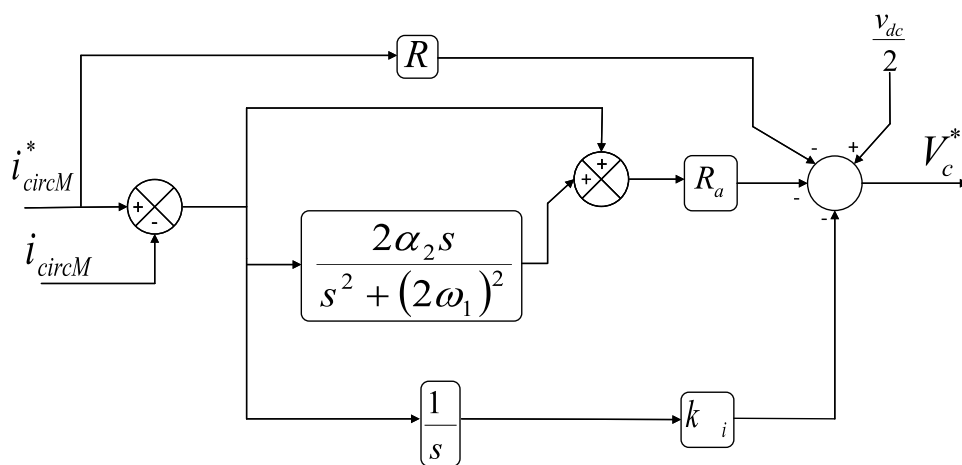


Figura 4.12: Control de corriente circulante.

Donde la función de transferencia utilizada en la componente resonante del controlador se muestra a continuación

$$\frac{2\alpha_2 s}{s^2 + (2\omega_1)^2} \quad (4.50)$$

El valor de α_2 es seleccionado de la siguiente manera:

$$\alpha_2 < \omega_1 \quad (4.51)$$

La constante R_a es la ganancia proporcional del sistema, una selección adecuada de las constantes basado en [32] es:

$$R \ll R_a \leq k_p \quad (4.52)$$

$$k_i < R \quad (4.53)$$

La corriente diferencial como es mostrado en la sección 3.2.4 posee dos componentes, lo cual es aprovechado en generar la señal de referencia en el control de la corriente circulante [32]:

$$i_{circM}^* = \frac{i_{dc}}{M} + \Delta i_c^* \quad (4.54)$$

En (4.54) se asume que el sistema opera bajo i_{dc} constante, en operación normal lo anterior no es cierto, ocurriendo cambios significativos de corriente al presentarse variaciones en P^* . Se reescribe en función de la potencia activa:

$$\frac{i_{dc}}{M} = \frac{P^*}{M \cdot v_d} \quad (4.55)$$

En condición de operación normal (sistema balanceado) se puede asumir que el valor de $\Delta i_c^* \approx 0$ [32]. Se reescribe (4.54) de la siguiente manera:

Tabla 4.6: Ganancias en control de corriente circulante.

Parámetro	R	R_a	α_2	k_i
Valor	10	400	100rad/s	1

$$i_{circM}^* = \frac{P^*}{M \cdot v_d} \quad (4.56)$$

Sustituyendo en base a la tabla 4.6 en (4.50) se obtiene la función de transferencia de la componente resonante del control de corriente circulante:

$$H_{cc}(s) = \frac{200s}{s^2 + 5,685 \cdot 10^5} \quad (4.57)$$

Utilizando el software MATLAB es realizado el diagrama de bode en base a la función de transferencia (4.57). El diagrama de bode mostrado en la figura 4.13 se observa una frecuencia de resonancia a 120Hz, siendo el objetivo general del diseño.

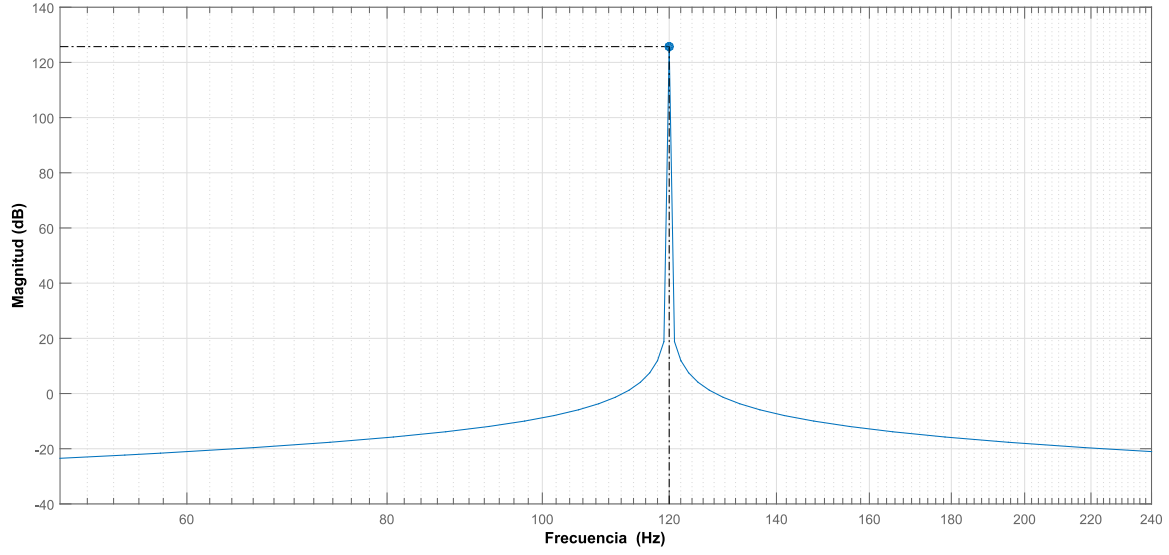


Figura 4.13: Diagrama de bode del componente R en el control de corriente circulante.

4.3.4. Señal de referencia

La señal de referencia es formada a partir de las referencias formadas en el control de corriente saliente V_c^* y corriente circulante $v_{\alpha,\beta}^*$, un esquema general es mostrado en la figura 4.14. En la figura 4.14 el esquema se puede reescribir [32]:

$$nu = \frac{V_c^* - v_{\alpha,\beta}^*}{v_d} \quad (4.58)$$

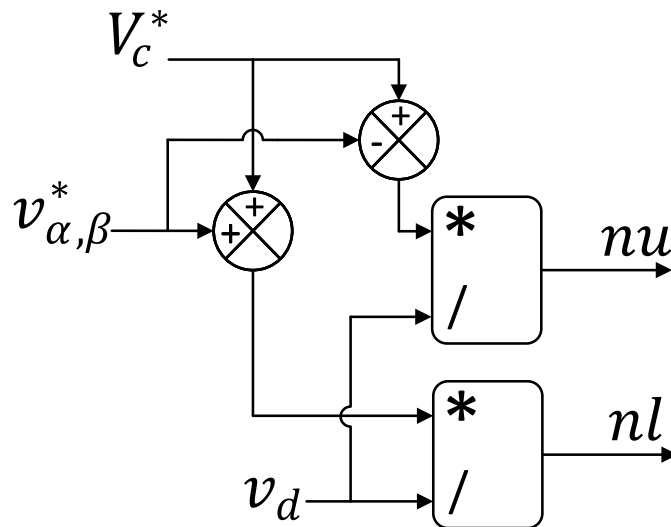


Figura 4.14: Generación de señal de referencia ideal.

$$nl = \frac{V_c^* + v_{\alpha,\beta}^*}{v_d} \quad (4.59)$$

Dado que v_d es un valor fijo, su utilización logra un comportamiento aceptable en el terminal, mas no es el adecuado ante cambios abruptos en las potencias de referencia P^* y Q^* . Esto debido a que v_d es un valor ideal y no representa el estado actual del sistema. Los cambios repentinos provocan variaciones de tensión en cada uno de los SM, generando transitorios indeseados ocasionando problemas de estabilidad [25], [32]. Con el fin de garantizar estabilidad en el sistema es propuesto aplicar un esquema de control sobre la suma de tensión en los condensadores [25],[32]. El esquema es aplicado por fase en cada uno de los brazos $\Sigma\Delta v_{cu}$, $\Sigma\Delta v_{cl}$, el valor de referencia tomado normalmente es V_{dc} . Diferentes técnicas de control son propuestas en [25], [32], entre las que se destaca el control híbrido de tensión dada su facilidad de consecución y la efectividad mostrada ante cambios operativos[32].

4.3.5. Control Híbrido de Tensión

Un esquema general del control híbrido es mostrado en la figura 4.15. Recibe el nombre dado que combina un control en lazo cerrado y abierto[32].

El esquema realiza control directamente sobre el voltaje en cada uno de los brazos modificando (4.58) y (4.59). Realiza una suma de tensión en los condensadores de cada brazo $\Sigma\Delta v_{cuM}$, $\Sigma\Delta v_{clM}$ superior e inferior respectivamente. Al igual como sucede con la corriente el resultado de la suma total de tensiones idealmente contendría una componente $2\omega_1$ predominante:

$$\Sigma\Delta v_{cuM} + \Sigma\Delta v_{clM} \approx \Sigma V_{c2} \sin(2\omega_1 + \phi_2) \quad (4.60)$$

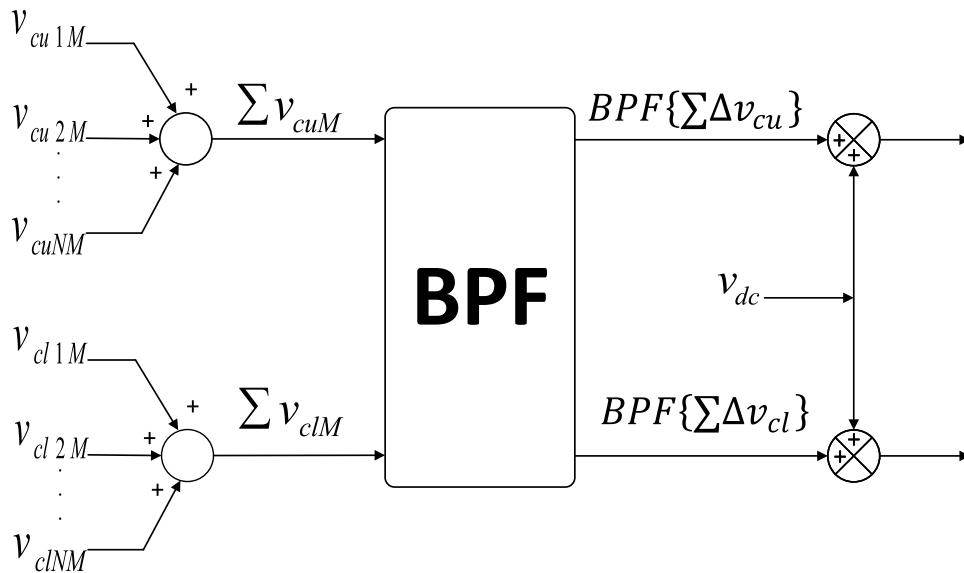


Figura 4.15: Control de tensión.

Y el resultado de la resta entre las tensiones resultantes idealmente posee una componente ω_1 predominante:

$$\Sigma \Delta v_{cuM} - \Sigma \Delta v_{clM} \approx \Sigma V_{c1} \sin(\omega_1 + \phi_1) \quad (4.61)$$

Dado que las idealizaciones (4.60) y (4.61) no se cumplen totalmente, son utilizados *Band Pass Filters (BPF)* ó filtros pasa-banda con el fin de lograr las frecuencias predominantes deseadas teóricamente. Los filtros poseen frecuencia de corte ω_1 y $2\omega_1$ según sea el caso:

$$\Sigma \Delta v_c = H_2(s) \cdot \left(\sum v_{cuM} + \sum v_{clM} \right) \quad (4.62)$$

$$\Delta v_c^\Delta = H_1(s) \cdot \left(\sum v_{cuM} - \sum v_{clM} \right) \quad (4.63)$$

De (4.62) $H_2(s)$ representa la función de transferencia del filtro pasa-banda con frecuencia de corte $2\omega_1$, de forma general se puede escribir:

$$H_2(s) = \frac{\alpha_f (s \cos \phi_2 - 2\omega_1 \sin \phi_2)}{s^2 + \alpha_f s + (2\omega_1)^2} \quad (4.64)$$

De (4.64) ϕ_2 es seleccionado de igual manera que (4.46), el ancho de banda α_f se desea reducido para un optimo funcionamiento:

$$\alpha_f \ll \omega_1 \quad (4.65)$$

De (4.63) $H_1(s)$ representa la función de transferencia del filtro pasa-banda con frecuencia de corte ω_1 , de forma general se puede escribir:

$$H_1(s) = \frac{\alpha_f (s \cos \phi_1 - \omega_1 \sin \phi_1)}{s^2 + \alpha_f s + \omega_1^2} \quad (4.66)$$

De (4.66) ϕ_1 es seleccionado de igual manera que (4.39) y α_f es equivalente al descrito para (4.64). Finalmente obteniendo las señales filtradas son formadas las referencias como se muestra:

$$BPF \{ \Sigma \Delta v_{cu} \} = \frac{\Sigma \Delta v_{cu} + \Delta v_c^\Delta}{2} \quad (4.67)$$

$$BPF \{ \Sigma \Delta v_{cl} \} = \frac{\Sigma \Delta v_{cl} - \Delta v_c^\Delta}{2} \quad (4.68)$$

El diagrama de bloques que describe las ecuaciones (4.62)-(4.68) se muestra en la figura 4.16.

El paso por los filtros pasa-banda ocasiona que la componente dc de las señales sea anulada casi en su totalidad, por tal motivo es sumado v_{dc} en la salida como se muestra en la figura 4.15.

En base a la salida del control híbrido son modificados (4.58) y (4.59):

$$nu = \frac{V_c^* - v_{\alpha,\beta}^*}{BPF\{\Sigma\Delta v_{cu}\} + v_{dc}} \quad (4.69)$$

$$nl = \frac{V_c^* + v_{\alpha,\beta}^*}{BPF\{\Sigma\Delta v_{cl}\} + v_{dc}} \quad (4.70)$$

Basándose en (4.69) y (4.70), el esquema de la figura 4.14 es modificado como se muestra en la figura 4.17.

Sustituyendo valores en la funciones de transferencia que representa los filtros pasa-banda (4.64), (4.66) $H_2(s)$ y $H_1(s)$ respectivamente:

$$H_2(s) = \frac{362s - 7,93 \cdot 10^4}{s^2 + 100s + 5,685 \cdot 10^5} \quad (4.71)$$

$$H_1(s) = \frac{362s - 3,95 \cdot 10^4}{s^2 + 100s + 1,421 \cdot 10^5} \quad (4.72)$$

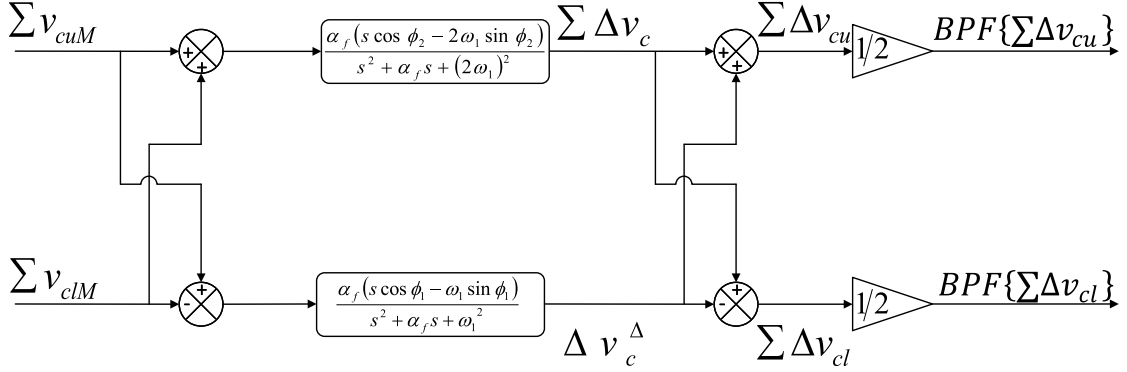


Figura 4.16: Filtros pasa-banda en esquema de control híbrido.

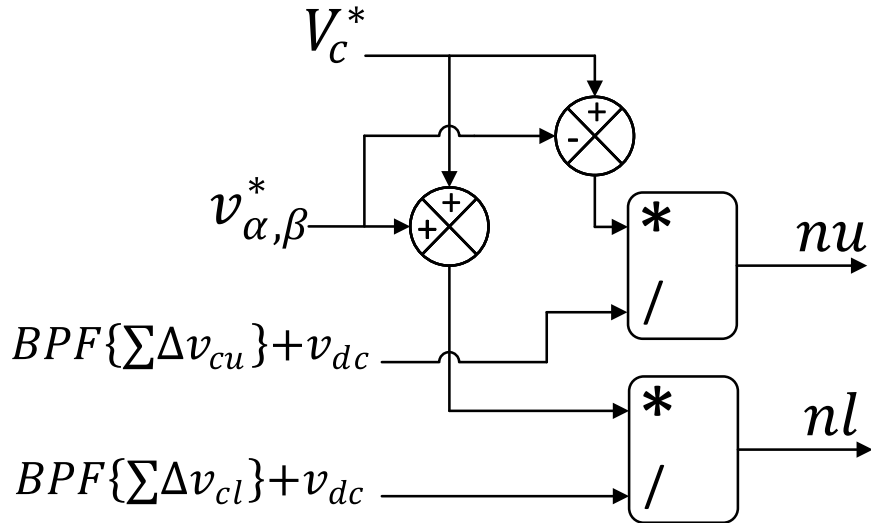


Figura 4.17: Generación de referencia utilizando control híbrido.

El diagrama de bode respectivo de la función de transferencia $H_2(s)$ (4.71) se muestra en la figura 4.18. El diagrama de bode respectivo para $H_1(s)$ (4.72) se muestra en la figura 4.19.

4.3.6. PLL Tipo 2

Este tipo de PLL es propuesto en [33], se basa en la sincronización de potencia manteniendo constante la tensión en el lado ac y controlando la potencia activa mediante la modificación del ángulo de fase. En la figura 4.20 se modela la red ac como una reactancia netamente inductiva.

Asumiendo que se encuentra en estado estable la corriente i_s se obtiene:

$$i_s = \frac{V_a - V_g}{jX} = \frac{(v_a \angle \delta_a) - (v_g \angle \delta_g)}{jX} \quad (4.73)$$

Definiendo $\bar{\delta} = \delta_a - \delta_g$, la potencia activa y reactiva se obtiene:

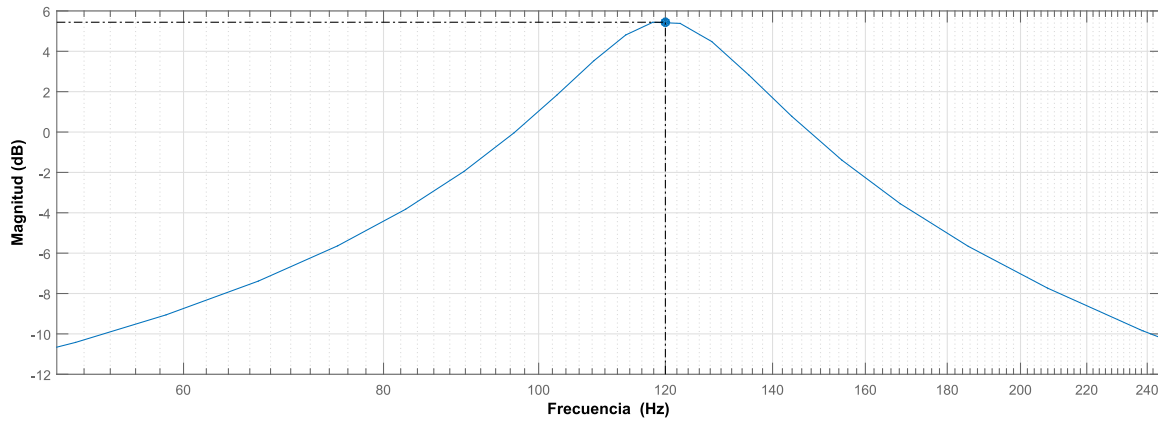


Figura 4.18: Diagrama de bode $H_2(s)$.

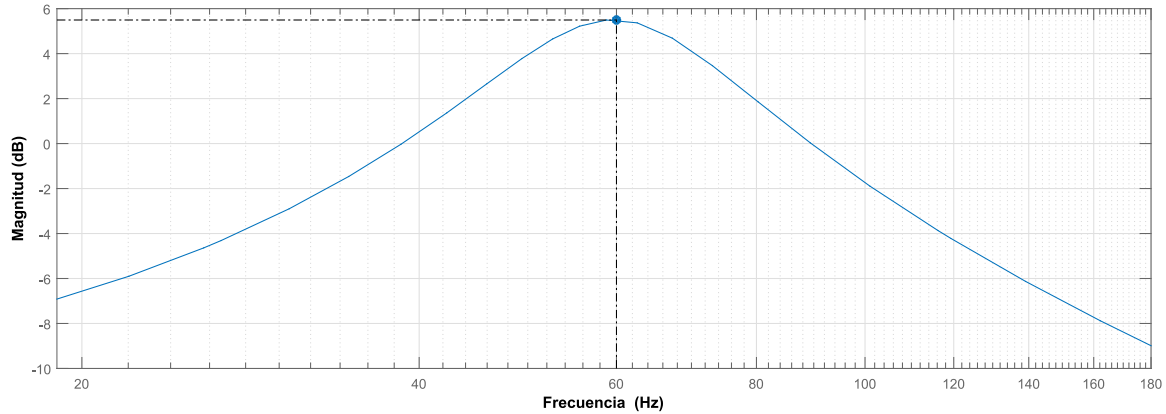


Figura 4.19: Diagrama de bode $H_1(s)$.

$$P+jQ = \frac{3}{2}V_a i_s^* = \frac{3}{2}(v_a \angle \delta_a) \frac{(v_a \angle -\delta_a) - (v_g \angle -\delta_g)}{-jX} = j\frac{3}{2} \frac{v_a (v_a - v_g (\cos \bar{\delta} - j \sin \bar{\delta}))}{X} \quad (4.74)$$

De (4.74) se obtiene por separado la potencia activa y reactiva:

$$P = \frac{3}{2} \frac{v_a v_g \sin \bar{\delta}}{X} \quad (4.75)$$

$$Q = \frac{3}{2} \frac{v_a (v_a - v_g \cos \bar{\delta})}{X} \quad (4.76)$$

De (4.75) se observa que P es controlado modificando $\bar{\delta}$, lo cual es logrado variando δ_a . Basado en [32] es ajustable mediante un control netamente integral:

$$\delta_a = \frac{k}{s} (P^* - P) \quad (4.77)$$

La desviación angular se obtiene:

$$\Delta\omega = k (P^* - P) \quad (4.78)$$

Sumando ω_1 a (4.78) e integrando se obtiene el angulo θ , el diagrama de bloques se muestra en la figura 4.21.

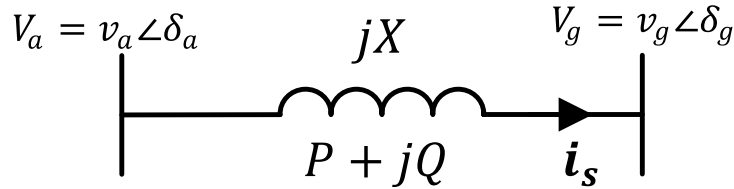


Figura 4.20: Modelado de red.

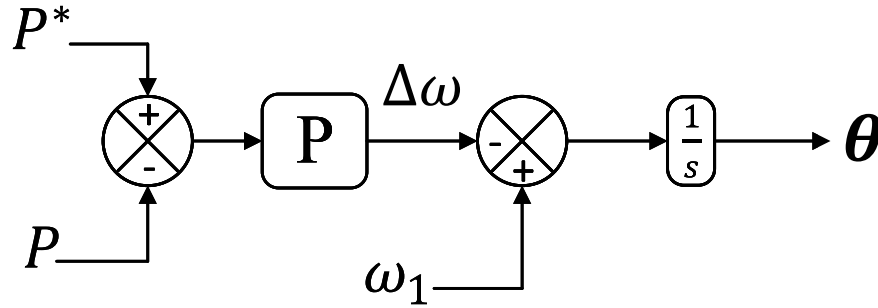


Figura 4.21: PLL tipo 2.

Capítulo 5

Simulación y Resultados

Con el fin de validar las técnicas de control propuestas en el capítulo 4, es simulado en MATLAB/simulink un terminal inversor. Son recreados diversos escenarios de funcionamiento que pueden llegar a presentarse: cambios de potencia activa y reactiva, inyección de contaminación armónica en el bus ac y falla en la red ac. Las simulaciones son ejecutadas en el software MATLAB R2015a, el equipo portátil en que se ejecuta posee las siguientes características: SO Windows 10-64bit, Intel core i5-5gen. a 2.5GHz, RAM DDR3 4GB.

Los cambios en las referencias de potencia P^* y Q^* son iguales en los diferentes escenarios de simulación, son mostrados en la tabla 5.1 las adiciones realizadas en cada instante de tiempo. Dado que el propósito general del presente trabajo es el control del terminal inversor y sus salidas trifásicas, el bus dc es idealizado como una fuente de tensión constante. Además, se asume que los condensadores poseen una condición inicial de voltaje igual a V_{dc}/N . Los valores de la red ac y del terminal son los mostrados en las tablas 4.1 y 4.2 respectivamente.

5.1. Cambio de Referencia P^* y Q^*

El sistema inicialmente cuenta con referencia de potencia activa y reactiva igual a cero, posteriormente son realizados los cambios mostrados en la tabla 5.1. Las figuras 5.1 y 5.2 muestran el voltaje en terminal línea-línea bajo el esquema de control resonante y PI-sensorless respectivamente. En ambas figuras se muestra un correcto funcionamiento en ambos esquemas de control, el transitorio sucedido en el primer ciclo no presenta un valor pico considerable y ambos esquemas presentan un comportamiento equivalente. Se presentan leves transitorios en los instantes de cambio de referencia, en ambos esquemas de control la variación máxima de tensión se presenta en $t = 166,66ms$. En el esquema resonante el pico de tensión es $v = -397kV$ con una duración de $1,2ms$, en el esquema de control PI-sensorless el pico de tensión es $v = -385kV$ con una duración de $1,2ms$.

Tabla 5.1: Cambios de referencia P^* y Q^*

Tiempo [ms]	P^* [MW]	Q^* [MVar]
0	0	0
16,66	150	0
83,33	0	-30
166,66	150	0
233,33	0	-50

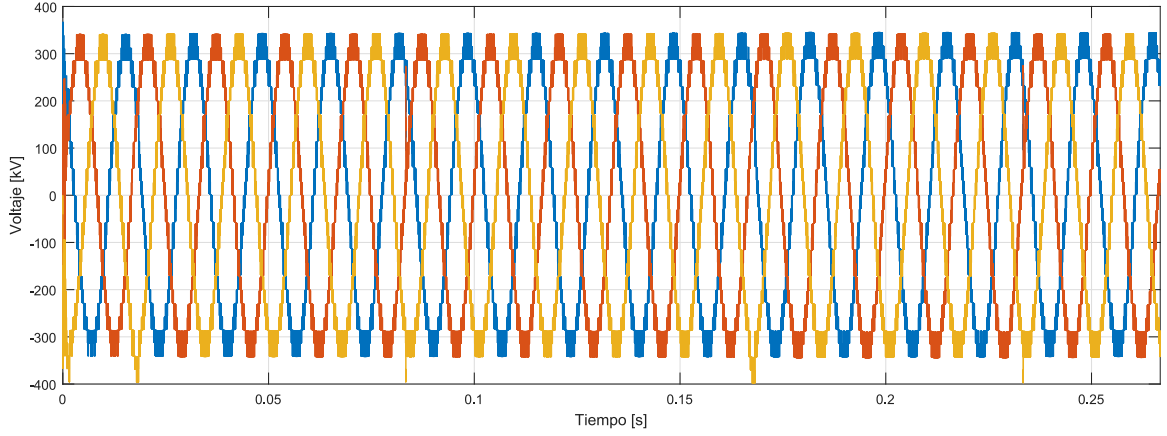


Figura 5.1: Voltaje linea-linea en el terminal con esquema de control resonante.

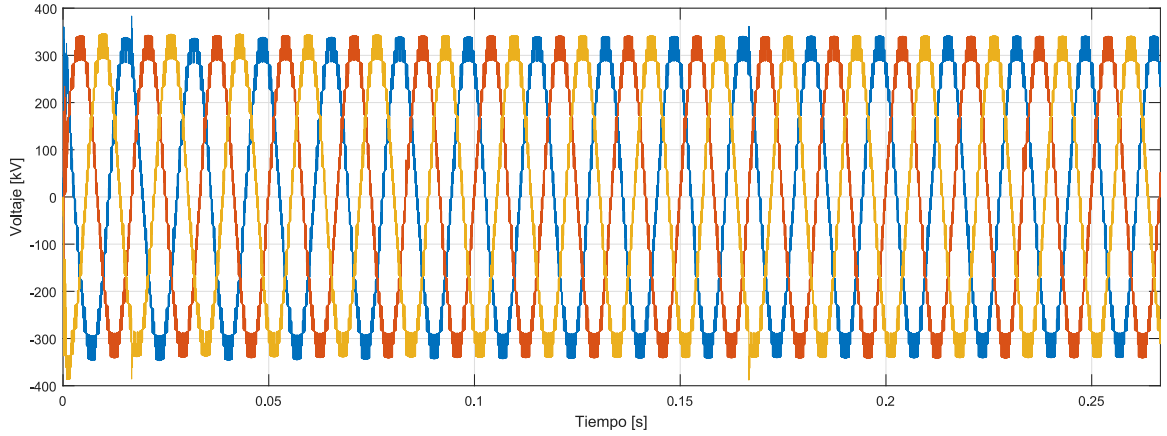


Figura 5.2: Voltaje linea-linea en el terminal con esquema de control PI.

Las figuras 5.3 y 5.4 muestran la corriente en el bus ac con esquema de control resonante y PI-sensorless respectivamente. Ambos muestran un transitorio en el primer ciclo de operación con unos picos de corriente mayores en la fase A, respecto al esquema resonante es $i \approx -322A$ y en esquema PI-sensorless $i \approx -1050A$. En los instantes de tiempo de cambio en la referencia P^* y Q^* ambos esquemas logran un cambio rápido en la corriente de salida, logrando un bajo transitorio en la

tensión de salida. Los mayores cambios se presenta ante las variaciones de P^* al ser estos los de mayor magnitud. La corriente de salida presenta un $THD = 0,21\%$ en el terminal bajo el esquema de control resonante, y un $THD = 0,76\%$ en el terminal bajo el esquema de control PI-sensorless. El THD obtenido en ambos esquemas de control es satisfactorio al ser $< 1\%$, con lo cual ambos demuestran gran robustez.

En las figuras 5.5 y 5.6 se muestra la tensión en los condensadores de SM1 Y SM7 en el terminal bajo el esquema resonante y PI-sensorless respectivamente. Ambos muestran una operación adecuada. Unicamente se presenta un tiempo de establecimiento considerable en el esquema de control PI-sensorless, aunque lo anterior no logra afectar la estabilidad del sistema.

Las figuras 5.7 y 5.8 muestran potencia activa y reactiva medida, y referencia en los esquemas de control resonante y PI-sensorless. Ambos presentan transitorios en P y Q antes de alcanzar la referencia la mayor variación se presenta en la potencia activa en ambos esquemas. El menor pico se presenta en el esquema resonante $-1,09MW$, el mayor se presenta en el esquema PI-sensorless $-2,91MW$. Posteriormente ambos logran estabilizarse en las referencias P^* y Q^* .

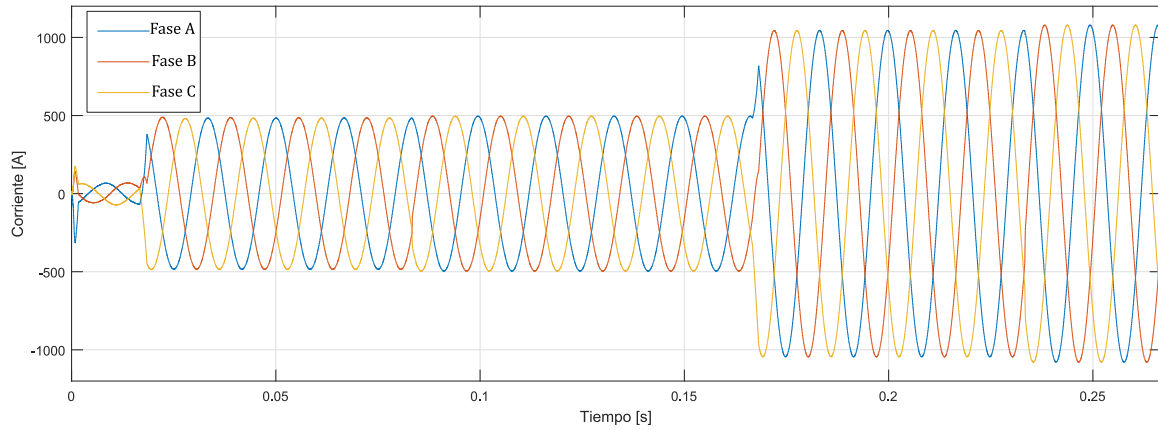


Figura 5.3: Corriente de red con esquema de control resonante.

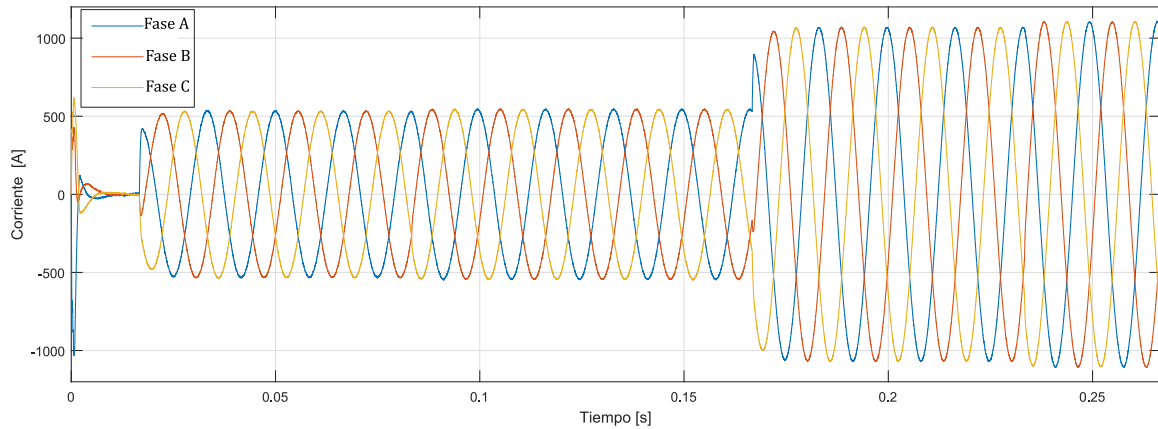


Figura 5.4: Corriente de red con esquema de control PI-sensorless.

Realizando medición de corriente i_{uM} y i_{lM} en cada uno de los brazos y utilizando (3.13), (3.14) se encuentra i_{circM} . En la figura 5.9 se muestra la corriente circulante en la fase A en el esquema de control PI y en la figura 5.10 se muestra la corriente circulante en la fase A en el esquema de control resonante.

La corriente circulante presenta un transitorio en ambos esquemas de control 5.11, 5.12 esquema PI-sensorless y resonante respectivamente. La figura 5.11 presenta el mayor transitorio con respecto al control resonante.

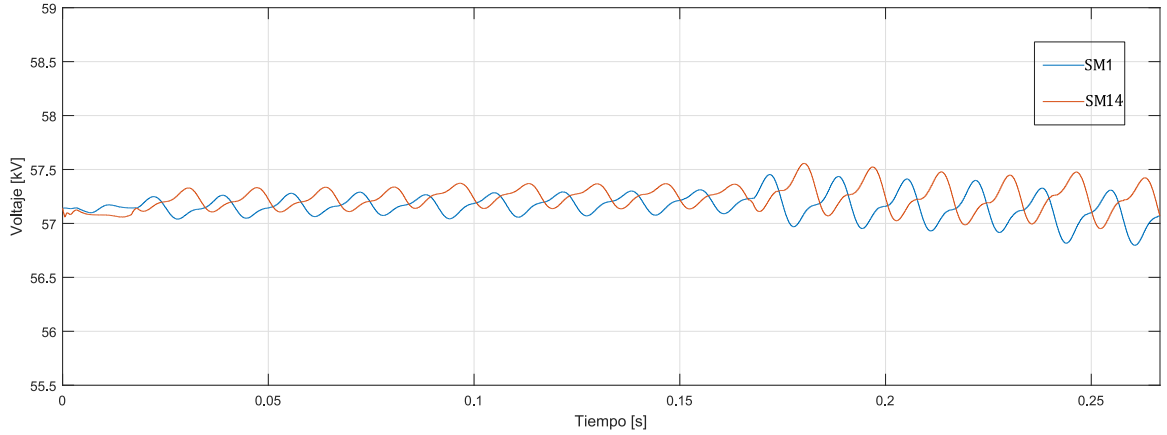


Figura 5.5: Tensión en los condensadores de SM1 y SM14 con control resonante.

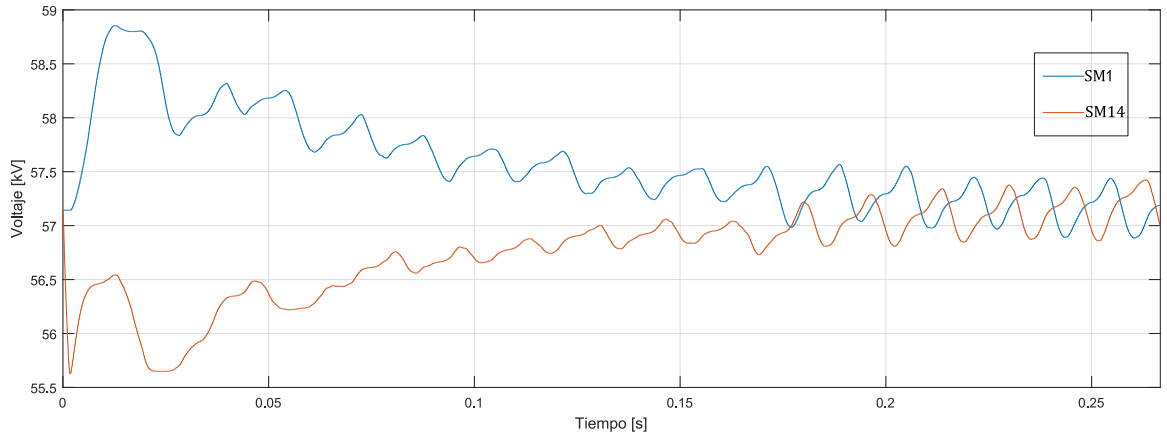


Figura 5.6: Tensión en los condensadores de SM1 y SM14 con control PI-sensorless.

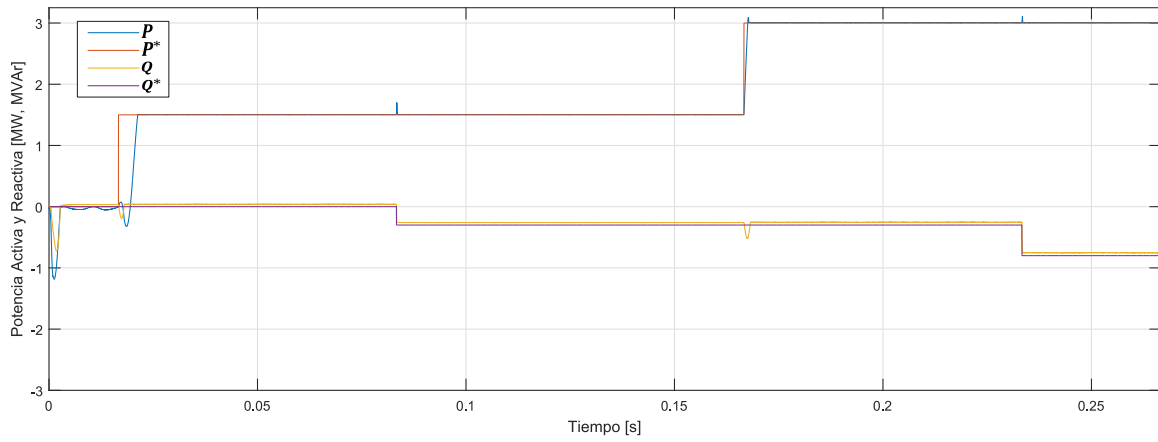


Figura 5.7: Medición de potencia activa y reactiva en esquema de control resonante.

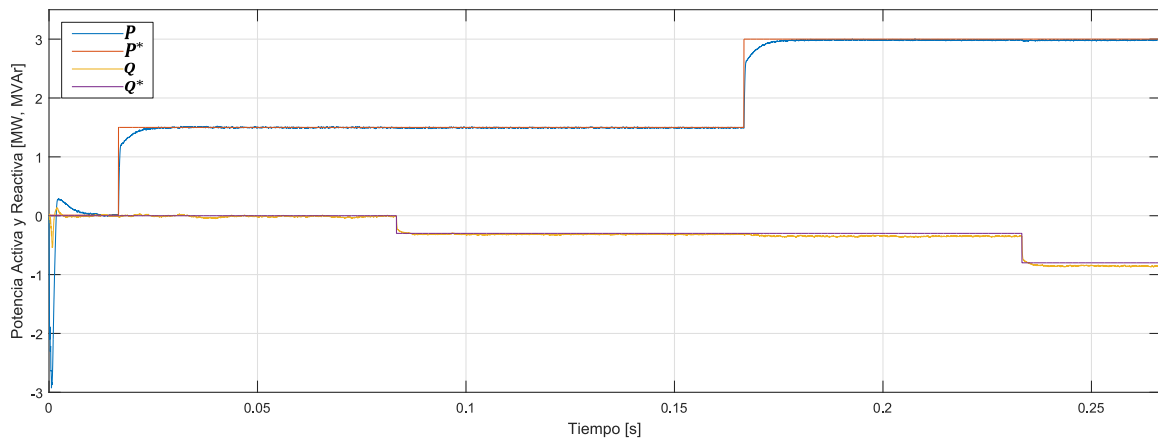


Figura 5.8: Medición de potencia activa y reactiva en esquema control PI.

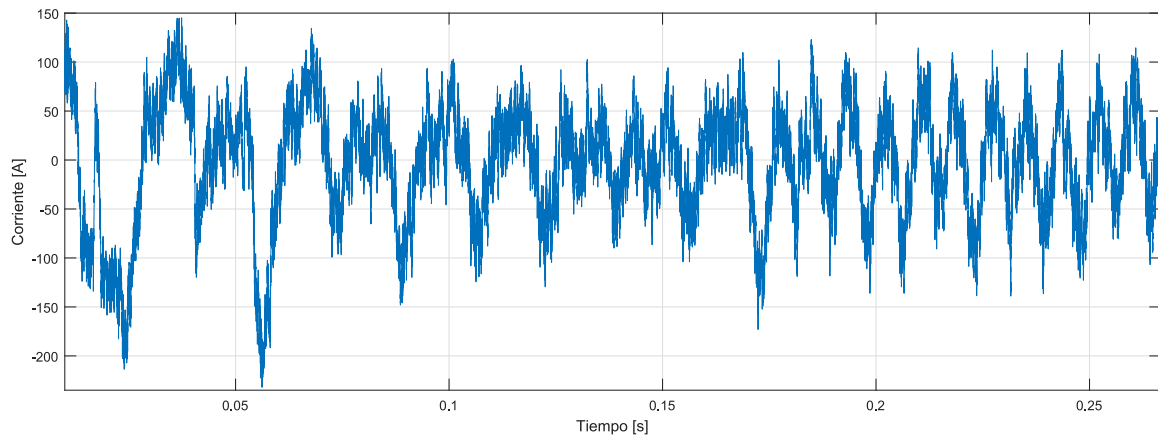


Figura 5.9: Medición de corriente circulante fase A control PI.

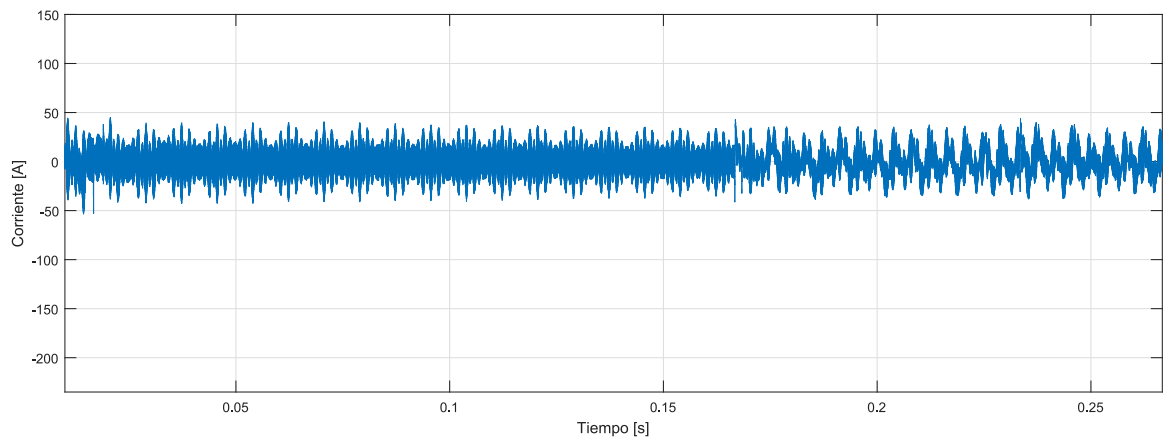


Figura 5.10: Corriente circulante fase *A* control resonante.

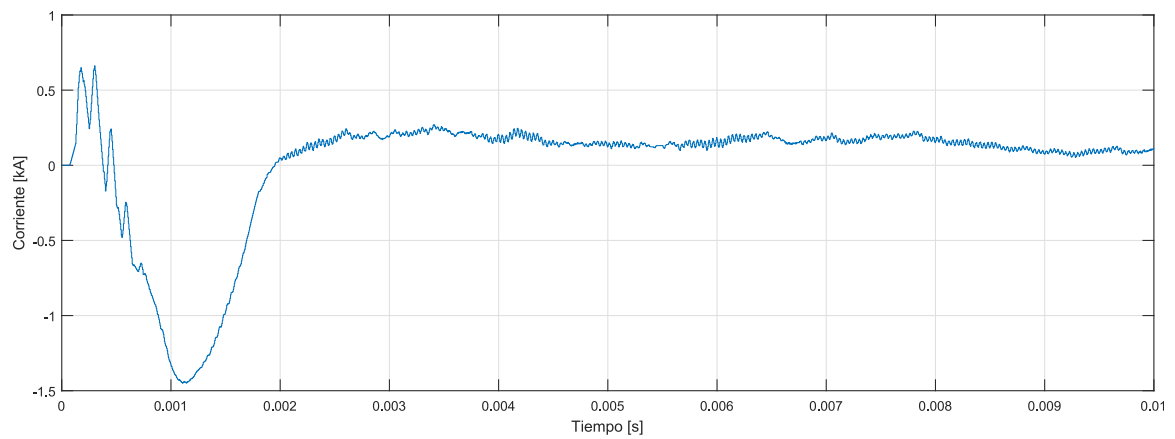


Figura 5.11: Transitorio corriente circulante fase *A* control PI.

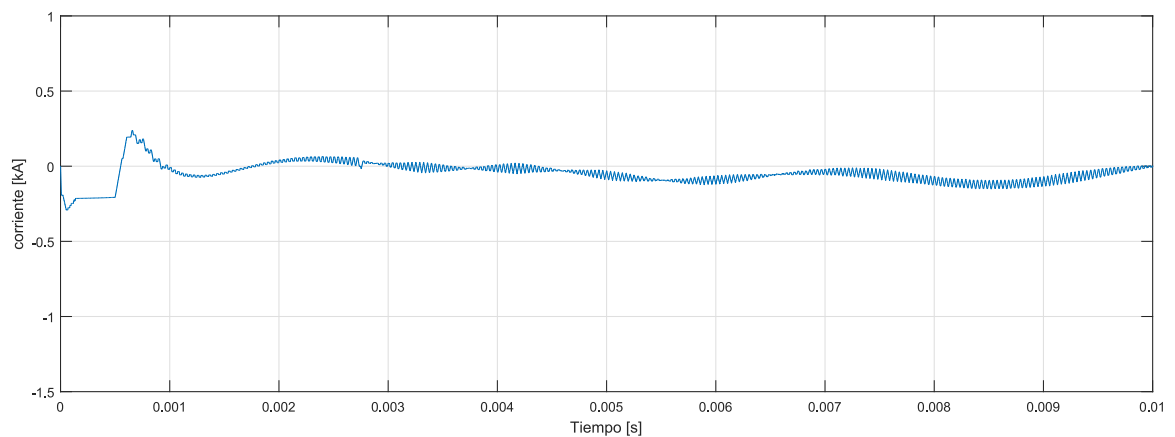


Figura 5.12: Medición de transitorio corriente circulante fase *A* control resonante.

5.2. Contaminación armónica

Es ingresado al bus ac una señal de contaminación armónica, en específico el tercero de la frecuencia fundamental. Como característica tiene valor pico de $0,04pu$, inicia en $t = 50ms$ y finaliza en $t = 116,66ms$.

La figura 5.13 corresponde a la medición de potencias en el terminal con esquema de control resonante y la figura 5.14 corresponde al terminal con esquema de control PI-sensorless. En ambas figuras el tiempo de contaminación armónica se encuentra delimitado por dos líneas verticales de color verde.

La figura 5.13 muestra una respuesta satisfactoria, al verificar la potencia activa y reactiva no muestra mayor variación al ser comparado con la figura 5.7. Las unciaciones variaciones perceptibles suceden en los instantes de tiempo donde inicia y finaliza la contaminación armónica, se presenta tanto en la potencia activa como reactiva con un pequeño transitorio de $1MW$ y $2MVA$ respectivamente.

La figura 5.14 muestra una respuesta en la potencia activa oscilatoria acotada entre $(145 - 155)MW$, la potencia reactiva muestra igualmente perturbación en su respuesta con variaciones máximas de $\pm 3MVA$.

La figura 5.15 y 5.16 corresponden a la señal de corriente en el esquema de control resonante y PI-sensorless respectivamente. En el lapso de tiempo en el cual se lleva a cabo la contaminación armónica el terminal controlado bajo el esquema resonante presenta un $THD = 5,77\%$, y el terminal controlado bajo el esquema PI-sensorless presenta un $THD = 4,63\%$.

La corriente circulante no presenta diferencias notables tanto en el terminal bajo esquema de control resonante como PI-sensorless, la salida es equivalente a lo ya mostrado en las figuras 5.10 y 5.9 respectivamente. Lo anterior se presenta igualmente en las demás mediciones en el terminal.

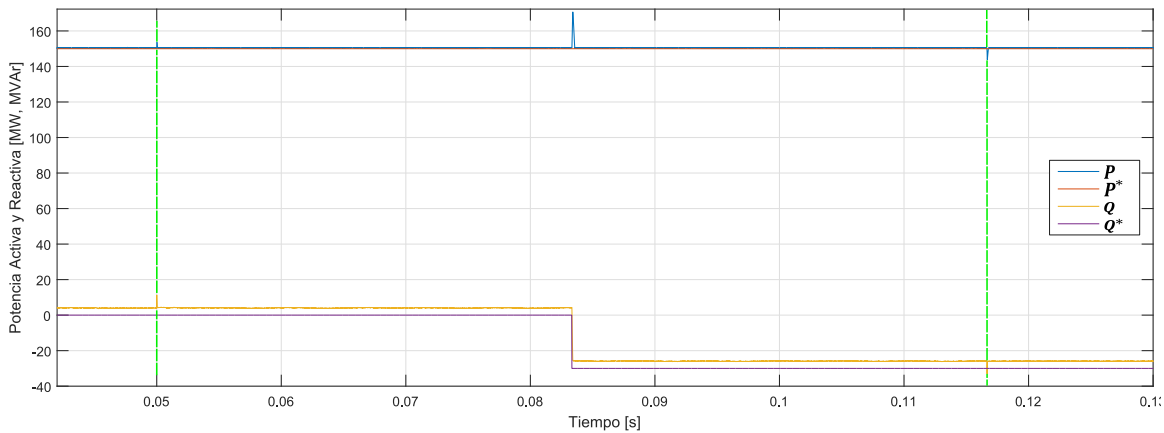


Figura 5.13: Medición de potencia ante inyección de 3 armónico en la red control resonante.

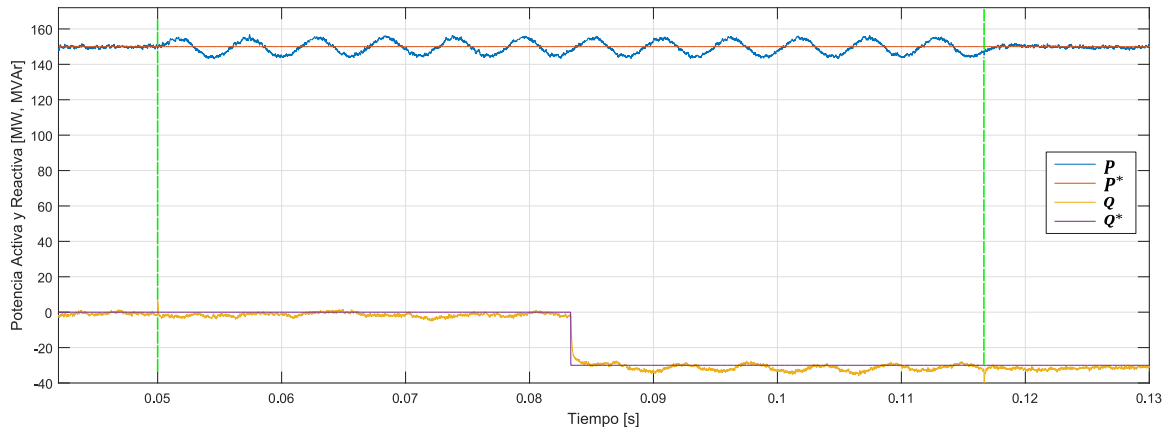


Figura 5.14: Medición de potencia ante inyección de 3 armónico en la red.

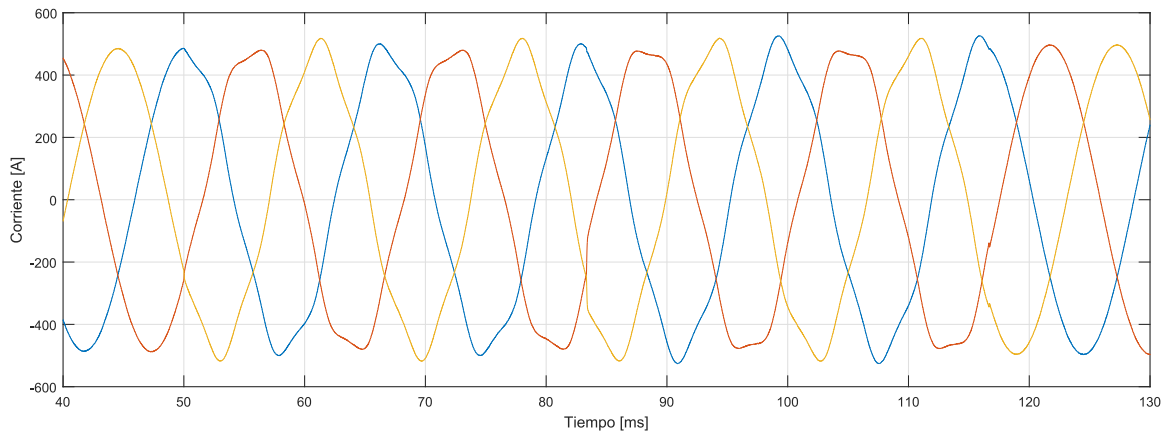


Figura 5.15: Medición de corriente ante inyección de 3 armónico en la red control resonante.

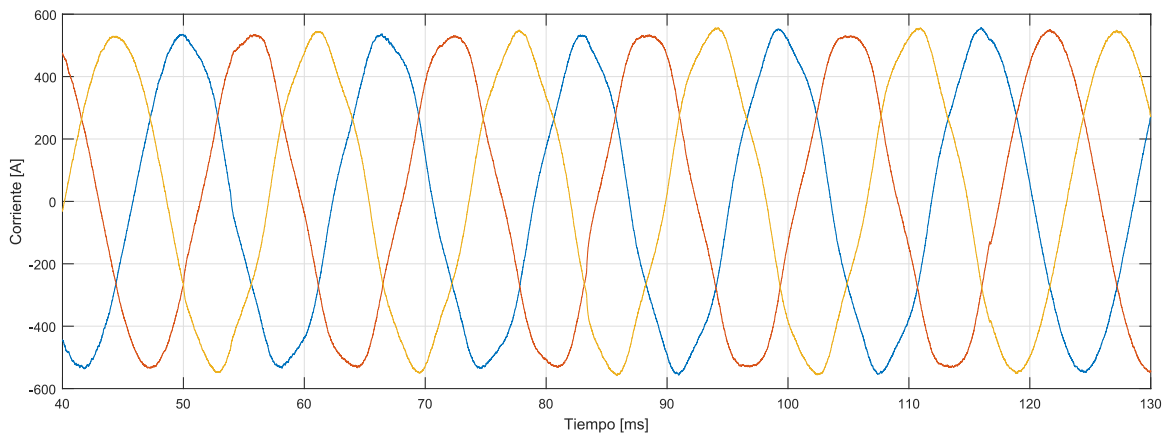


Figura 5.16: Medición de corriente ante inyección de 3 armónico en la red control PI.

5.3. Fallo en Red ac

Es recreada una falla monofásica línea-tierra en la fase A entre $t = 66,66ms$ y $t = 83,33ms$, lo cual equivale a un ciclo completo. La figura 5.17 muestra la salida de tensión trifásica y la figura 5.18 la corriente saliente ambas en el terminal bajo el esquema de control resonante. La figura 5.19 muestra la salida de tensión trifásica y la figura 5.20 la corriente saliente ambas en el terminal bajo el esquema de control PI-sensorless. La corriente circulante ante el fallo monofásico presenta variaciones notables en el esquema de control PI-sensorless como se muestra en la figura 5.21. Caso contrario sucede con el esquema de control resonante, el cual muestra un adecuado comportamiento sin presentarse grandes cambios. Lo cual muestra una mayor robustez en el esquema de control PIR ante fallos del sistema en comparación con el esquema PI-sensorless. La figura 5.23 muestra el comportamiento de la potencia activa y reactiva ante el fallo de la fase A en el esquema de control PI-sensorless. Se presentan variaciones considerables de potencia activa y reactiva, aunque se destaca que no llega a desestabilizar el sistema y se recupera satisfactoriamente al concluir la falla.

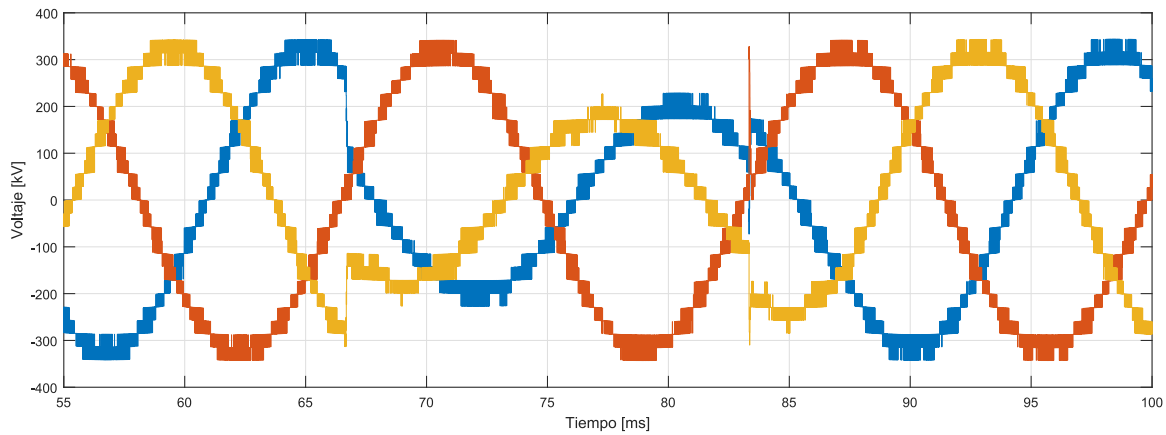


Figura 5.17: Medición de tensión ante fallo en fase A control resonante.

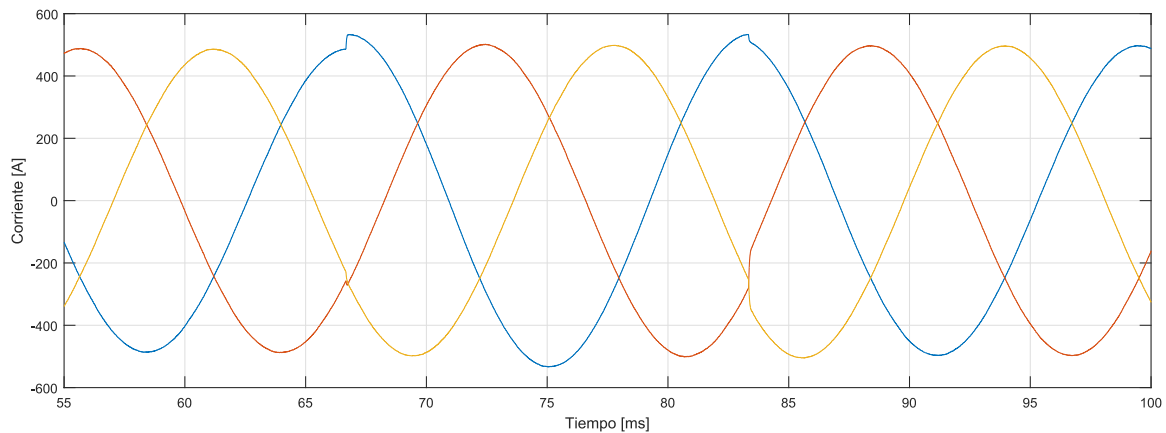


Figura 5.18: Medición de corriente ante fallo en fase A .

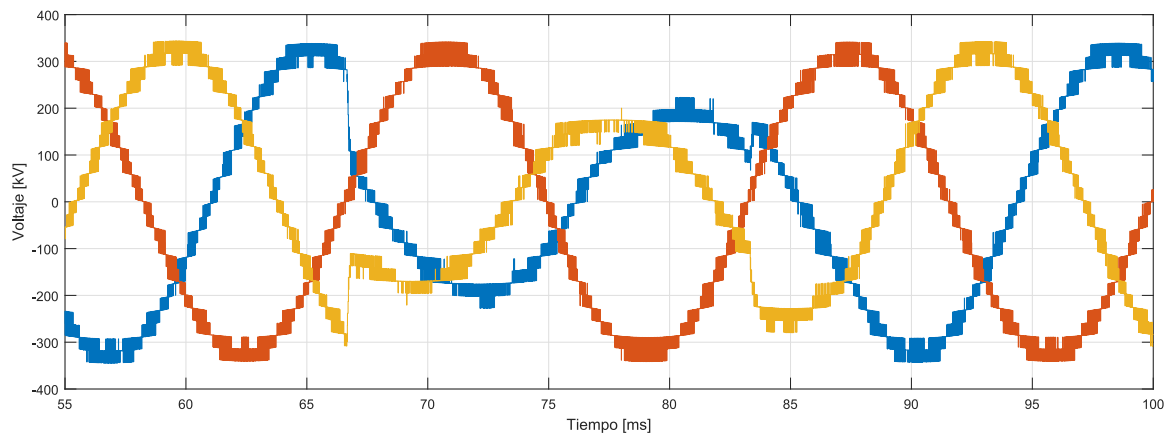


Figura 5.19: Medición de tensión ante salida de fase *A* PI.

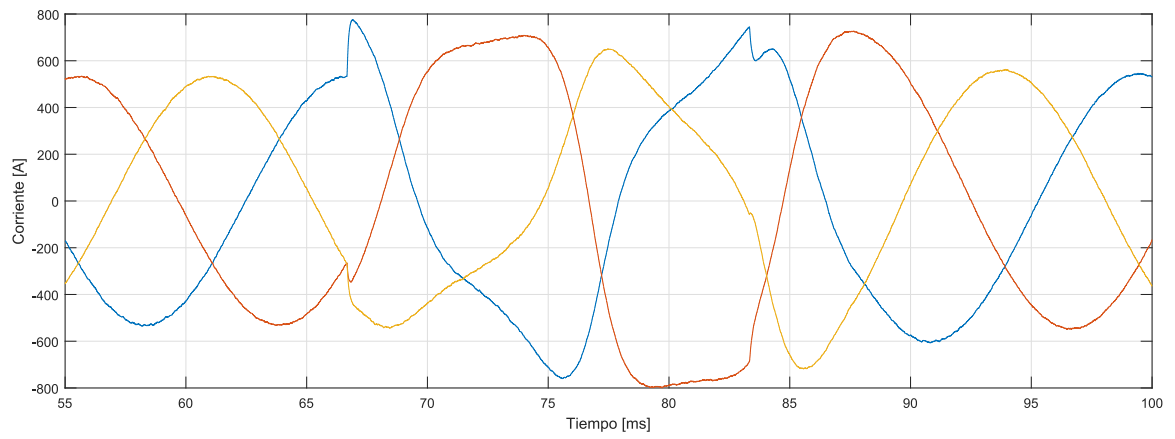


Figura 5.20: Medición de corriente ante salida de fase *A* PI.

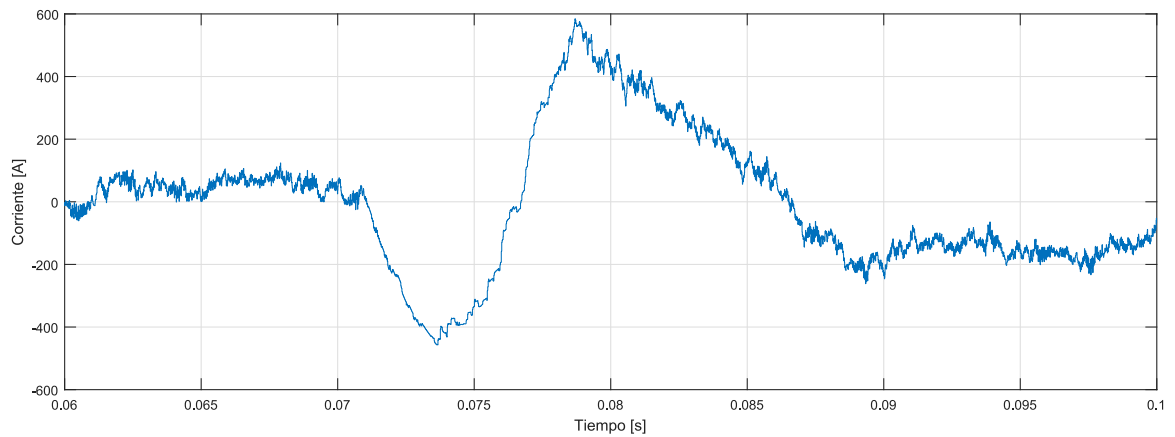


Figura 5.21: Medición de corriente circulante fase *A* ante falla.

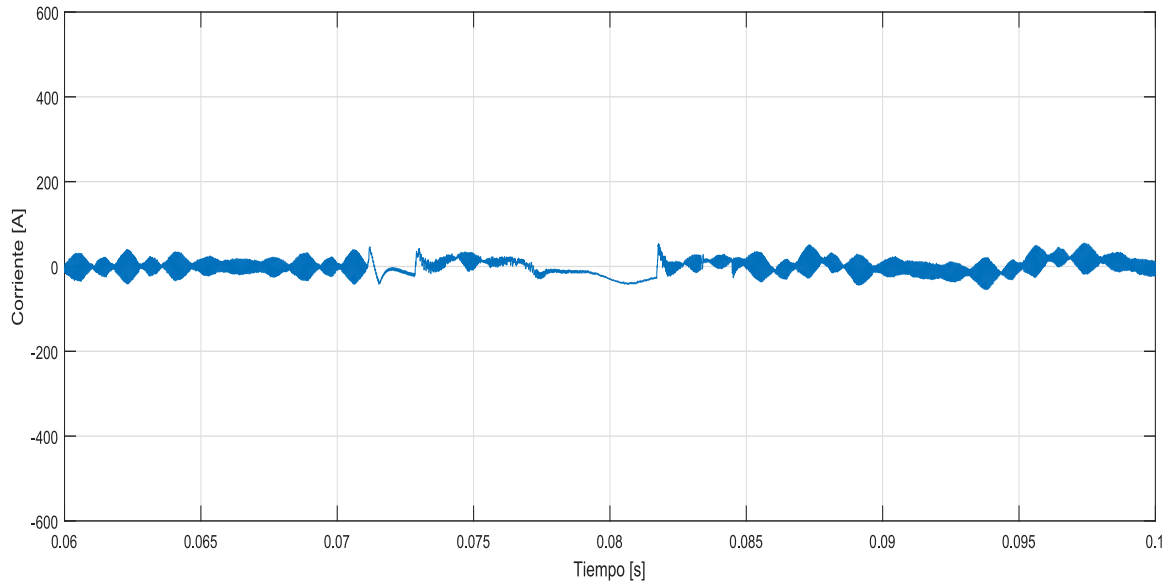


Figura 5.22: Medición de corriente circulante fase A ante falla.

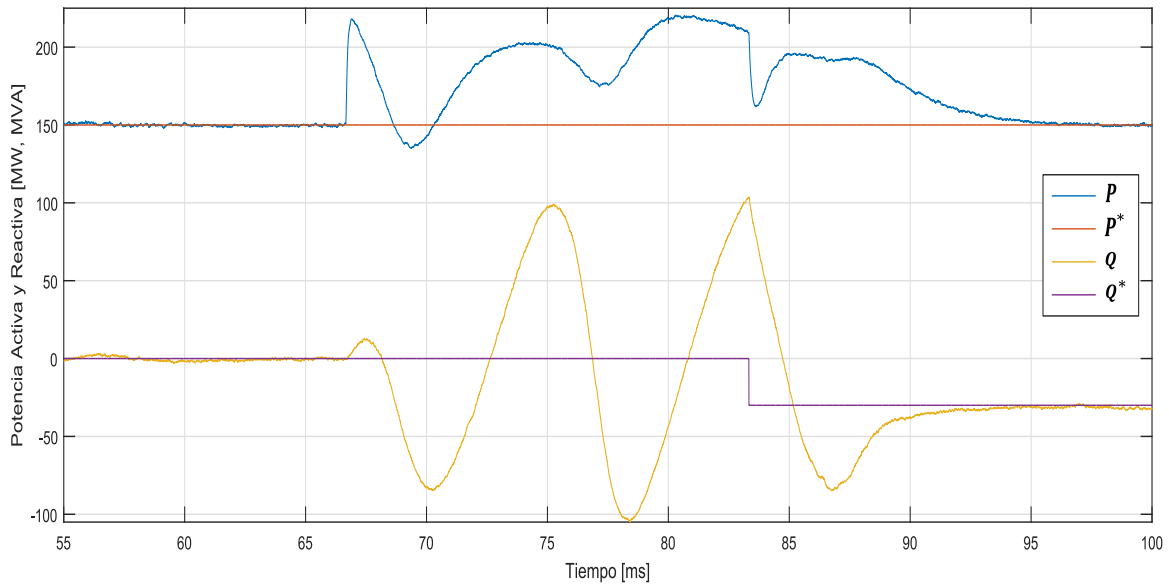


Figura 5.23: Potencia activa y reactiva ante falla de fase A .

La figura 5.24 muestra el comportamiento de la potencia activa y reactiva ante fallo línea-tierra de la fase A en el esquema de control PIR. Al momento de la falla no se presentan variaciones considerables en la potencia activa, excepto en los instantes de tiempo donde inicia y finaliza la falla. Se presentan en ambos instantes picos con una variación de $+7\%$. La potencia reactiva muestra leve alteración en su comportamiento sin ser muy representativo.

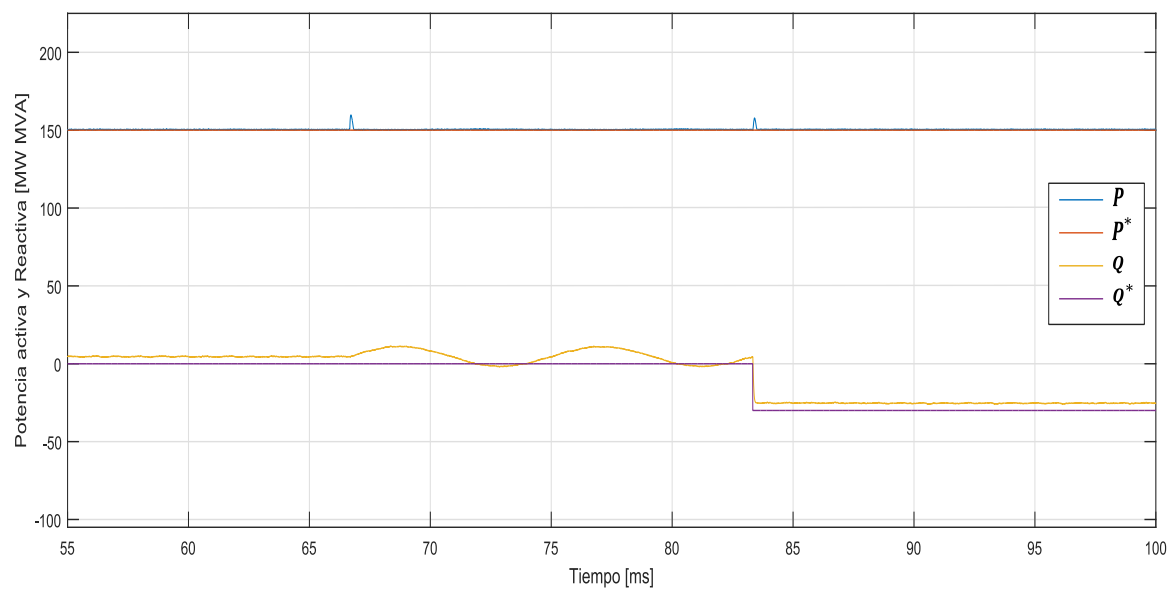


Figura 5.24: Potencia activa y reactiva ante falla de fase A .

Capítulo 6

Conclusiones

Este trabajo presenta el diseño y simulación de un terminal HVDC-MMC inversor, tomando como variables de control: corriente saliente, tensión en los condensadores, tensión de salida y corriente circulante. Fueron abordadas dos técnicas de control PI-sensorless y PIR por separado, comparando resultados en operación normal (solo cambios de referencia P^* y Q^*), contaminación armónica y falla línea-tierra.

La corriente circulante presenta alto interés en el diseño del esquema de control resonante, utilizando un controlador tipo PIR mostrando gran robustez en los diferentes escenarios operativos.

- En operación normal del terminal inversor bajo el esquema de control resonante logra sobresalir ante el esquema PI-sensorless, al presentar un $THD = 0,21\%$ en comparación con el $THD = 0,76\%$ logrado por el PI-sensorless. El esquema de control resonante logra un óptimo desempeño en el escenario de contaminación armónica al presentar fluctuaciones mínimas de potencia activa y reactiva, en comparación con la técnica PI-sensorless como se muestra en la sección 5.2.
- Ambas técnicas de control presentan un comportamiento muy similar al comparar el tiempo de establecimiento de la corriente de salida al presentarse los cambios de las referencias en potencia P^* y Q^* , esto se aprecia en las figuras 5.3 y 5.4. La potencia activa y reactiva (medida y referencia), ante el primer cambio de potencia activa en $t = 16,66ms$ el esquema de control PI-sensorless logra un cambio menos abrupto ante la variación en las referencias de potencia. Los demás cambios de potencia señalados en la tabla 5.1 no muestran mayor diferencia en ambos esquemas de control. Con lo cual se concluye que en operación normal ambos esquemas operan idénticamente sin presentar mayores diferencias, excepto lo descrito en la primera conclusión.
- El esquema de control PIR aplicado en la atenuación de la corriente circulante presenta una significativa reducción al ser comparado con el esquema PI-sensorless, como se muestra en las figuras 5.9 y 5.10 respectivamente. En la figura 5.9 se muestran unos picos entre $-200 \sim 100 A$, lo cual es mucho mayor

al mostrado en la figura 5.10 estando acotada entre ± 40 A. Los datos anteriores logran demostrar el cumplimiento del objetivo principal de este trabajo al lograr reducir significativamente la corriente circulante.

- En el escenario de falla linea-tierra el esquema de control resonante logra sobresalir al no presentar grandes variaciones en la corriente de salida como se muestra en la figura 5.18, caso contrario a lo que sucede con el esquema de control PI-sensorless en la figura 5.20. Al presentar poca variación en la corriente se logra mantener estable la potencia entregada por el terminal, lo cual se constata en la figura 5.24. El esquema de control resonante logra mantener estable el valor de la corriente circulante como se muestra en la figura 5.22.

Bibliografía

- [1] I. Renewable Energy Agency, “Renewable Energy Capacity Statistics 2017,” 2017.
- [2] H. Atighechi, J. Jatskevich, and J. M. Cano, “Average-value modeling of thyristor controlled line-commutated converter using voltage and current source formulations,” in *Power and Energy Society General Meeting (PES), 2013 IEEE*, pp. 1–5, IEEE, 2013.
- [3] M. Chinthavali, L. M. Tolbert, and B. Ozpineci, “Sic gto thyristor model for hvdc interface,” in *Power Engineering Society General Meeting, 2004. IEEE*, pp. 680–685, IEEE, 2004.
- [4] H. Alyami and Y. Mohamed, “Review and development of mmc employed in vsc-hvdc systems,” in *Electrical and Computer Engineering (CCECE), 2017 IEEE 30th Canadian Conference on*, pp. 1–6, IEEE, 2017.
- [5] A. Lesnicar and R. Marquardt, “An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range,” in *Power Tech Conference Proceedings, 2003 IEEE Bologna*, vol. 3, pp. 6–pp, IEEE, 2003.
- [6] J. Freytes, S. Akkari, J. Dai, F. Gruson, P. Rault, and X. Guillaud, “Small-signal state-space modeling of an hvdc link with modular multilevel converters,” in *Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), 2016 IEEE 17th Workshop on*, pp. 1–8, IEEE, 2016.
- [7] M. M. Belhaouane, H. Saad, and X. Guillaud, “Control and performance of modular multilevel converters currents using resonant controller,” in *Industrial Electronics Society, IECON 2014-40th Annual Conference of the IEEE*, pp. 4575–4581, IEEE, 2014.
- [8] S. Geng, Y. Gan, Y. Li, L. Hang, and G. Li, “Novel circulating current suppression strategy for mmc based on quasi-pr controller,” in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2016 IEEE*, pp. 3560–3565, IEEE, 2016.
- [9] A. V. Timbus, M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, “Adaptive resonant controller for grid-connected converters in distributed power generation systems,” in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC’06. Twenty-First Annual IEEE*, pp. 6–pp, IEEE, 2006.

- [10] A. Rodríguez, M. Moranchel, E. J. Bueno, and F. J. Rodríguez, "Tuning of resonant controllers applied to the current control of voltage-source converters," in *IECON 2012-38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 4463–4468, IEEE, 2012.
- [11] M. Moranchel, E. Bueno, F. Rodriguez, and I. Sanz, "Circulating current elimination in modular multilevel converter with resonant controllers," in *Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2016 IEEE 7th International Symposium on*, pp. 1–6, IEEE, 2016.
- [12] N. Serbia, *Modular Multilevel Converters for HVDC power stations*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Toulouse-INPT, 2014.
- [13] S. Cole and R. Belmans, "Transmission of bulk power," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 3, no. 3, 2009.
- [14] R. Adapa, "High-wire act: HvdC technology: The state of the art," *IEEE power and energy magazine*, vol. 10, no. 6, pp. 18–29, 2012.
- [15] T. Gonen, *Electrical power transmission system engineering: analysis and design*. CRC Press, 2011.
- [16] N. Flourentzou, V. G. Agelidis, and G. D. Demetriades, "Vsc-based hvdc power transmission systems: An overview," *IEEE Transactions on power electronics*, vol. 24, no. 3, pp. 592–602, 2009.
- [17] O. E. Oni, I. E. Davidson, and K. N. Mbangula, "A review of lcc-hvdc and vsc-hvdc technologies and applications," in *Environment and Electrical Engineering (EEEIC), 2016 IEEE 16th International Conference on*, pp. 1–7, IEEE, 2016.
- [18] R. Marquardt, "Modular multilevel converter: An universal concept for hvdc-networks and extended dc-bus-applications," in *Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International*, pp. 502–507, IEEE, 2010.
- [19] L. G. Franquelo, J. Rodriguez, J. I. Leon, S. Kouro, R. Portillo, and M. A. Prats, "The age of multilevel converters arrives," *IEEE industrial electronics magazine*, vol. 2, no. 2, 2008.
- [20] H. Saad, Y. Fillion, S. Deschanvres, Y. Vernay, and S. Denetiere, "On resonances and harmonics in hvdc-mmc station connected to ac grid," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 32, no. 3, pp. 1565–1573, 2017.
- [21] Z. Liu, Z.-x. Liu, C. Li, and C. Fu, "Improved voltage balancing method based on mmc nearest level modulation," in *Control Conference (CCC), 2017 36th Chinese*, pp. 10359–10364, IEEE, 2017.
- [22] H. Saad, Y. Fillion, S. Deschanvres, Y. Vernay, and S. Denetiere, "Hardware realization and analysis of a seven level reduced switch inverter with space vector modulation technique," *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2017.

- [23] J. Fang, G. Xiao, X. Yang, and Y. Tang, "Parameter design of a novel series-parallel-resonant lcl filter for single-phase half-bridge active power filters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 1, pp. 200–217, 2017.
- [24] M. A. Perez, S. Bernet, J. Rodriguez, S. Kouro, and R. Lizana, "Circuit topologies, modeling, control schemes, and applications of modular multilevel converters," *IEEE transactions on power electronics*, vol. 30, no. 1, pp. 4–17, 2015.
- [25] R. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodriguez, *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*, vol. 29. John Wiley & Sons, 2011.
- [26] M. Hagiwara and H. Akagi, "Control and experiment of pulsewidth-modulated modular multilevel converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 7, pp. 1737–1746, 2009.
- [27] M. Hagiwara, R. Maeda, and H. Akagi, "Control and analysis of the modular multilevel cascade converter based on double-star chopper-cells (mmcc-dscc)," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 6, pp. 1649–1658, 2011.
- [28] D. A. Guzman Pinzon, "High voltage direct current energy transmission using modular multilevel converters," 2013.
- [29] A. Escobar-Mejía, P. D. A. Guzmán, J. C. Balda, and C. A. Busada, "New control technique for sensorless grid synchronization of modular multilevel converters for hvdc systems," in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE*, pp. 5273–5279, IEEE, 2013.
- [30] J. He, Y. W. Li, F. Blaabjerg, and X. Wang, "Active harmonic filtering using current-controlled, grid-connected dg units with closed-loop power control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 2, pp. 642–653, 2014.
- [31] S. Buso and P. Mattavelli, "Digital control in power electronics," *Lectures on power electronics*, vol. 1, no. 1, pp. 1–158, 2006.
- [32] K. Sharifabadi, L. Harnefors, H.-P. Nee, S. Norrga, and R. Teodorescu, *Design, Control, and Application of Modular Multilevel Converters for HVDC Transmission Systems*. John Wiley & Sons, 2016.
- [33] L. Zhang, L. Harnefors, and H.-P. Nee, "Power-synchronization control of grid-connected voltage-source converters," *IEEE Transactions on Power systems*, vol. 25, no. 2, pp. 809–820, 2010.